



日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE



別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日  
Date of Application:

2001年 5月25日

出願番号  
Application Number:

特願2001-157471

出願人  
Applicant(s):

巻島 洋二

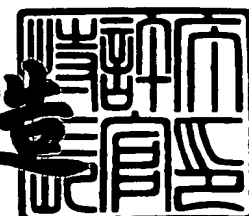
RECEIVED  
OCT 15 2001  
Technology Center 2600



2001年 8月24日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3070847

【書類名】 特許願

【整理番号】 PH12092

【提出日】 平成13年 5月25日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 1/68

【発明の名称】 S S B 無線通信方式及び無線機

【請求項の数】 11

【発明者】

【住所又は居所】 東京都三鷹市下連雀5丁目1番1号 日本無線株式会社  
内

【氏名】 巻島 洋二

【発明者】

【住所又は居所】 東京都三鷹市下連雀5丁目1番1号 日本無線株式会社  
内

【氏名】 館森 正樹

【特許出願人】

【識別番号】 000004330

【氏名又は名称】 日本無線株式会社

【代表者】 横溝 弘史

【代理人】

【識別番号】 100083231

【住所又は居所】 東京都港区新橋2丁目10番5号 末吉ビル5階 ミネ  
ルバ国際特許事務所

【弁理士】

【氏名又は名称】 紋田 誠

【選任した代理人】

【識別番号】 100112287

【住所又は居所】 東京都港区新橋2丁目10番5号 末吉ビル5階 ミ  
ネルバ国際特許事務所

【弁理士】

【氏名又は名称】 逸見 輝雄

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2000-251864

【出願日】 平成12年 8月23日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 016241

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9815825

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 S S B 無線通信方式及び無線機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 送信側において、変調信号と、この変調信号の最大振幅より大きい一定の振幅を有し定周期のパルス信号とを変調入力として、単側波帯で送信し、

受信側において、受信信号のピーク値、すなわち前記パルス信号に基づいて受信利得を自動調整することを特徴とする S S B 無線通信方式。

【請求項 2】 請求項 1 の S S B 無線通信方式において、送信側では、前記定周期のパルス信号として、その周期又は周波数を搬送周波数に同期させており

受信側では、受信したパルス信号の周期又は周波数に基づいて復調回路に与える局部発振器の周波数を決定することを特徴とする S S B 無線通信方式。

【請求項 3】 単側波帯通信用の送信回路と、

一定振幅で定周期のパルス信号を発生するパルス信号発生器と、

このパルス信号発生器からのパルス信号と、変調信号とが入力され、これら兩入力を切換または混合して、前記送信回路へ変調入力として出力する変調入力切換器とを有することを特徴とする無線機。

【請求項 4】 請求項 3 の無線機において、前記定周期のパルス信号は、前記送信回路の搬送周波数に基づいて、所定の幅と、所定の周期になるように、形成されていることを特徴とする無線機。

【請求項 5】 請求項 3、4 の無線機において、前記変調信号は、前記パルス信号の振幅を基準として形成された、多値のデジタル値を表現する振幅値を持った信号であることを特徴とする無線機。

【請求項 6】 単側波帯通信信号を受信し、自動利得制御を行う中間周波増幅器と、局部発振周波数に基づいて受信信号を復調する復調器とを含む受信回路を有する無線機であって、

前記中間周波増幅器の出力信号に含まれる定周期のパルス信号をピーク検波して、そのピーク値が所定値になるように、前記中間周波増幅器の利得を制御する

自動利得制御手段を有していることを特徴とする無線機。

【請求項 7】 請求項 6 の無線機において、前記中間周波増幅器の出力信号に含まれる定周期のパルス信号をピーク検出して、定周期のパルス信号列を抽出し、このパルス信号列に基づいて前記復調器に加える前記局部発振周波数を調整することを特徴とする無線機。

【請求項 8】 請求項 6、7 の無線機において、前記復調器の後段に低周波増幅器を設け、この低周波増幅器の出力信号に含まれる定周期のパルス信号により前記低周波増幅器の利得を制御する自動利得制御手段を有していることを特徴とする無線機。

【請求項 9】 搬送周波数に基づいて所定の幅と所定の周期になるように形成された一定振幅のパルス信号と、この一定振幅のパルス信号の振幅を基準として形成され、それぞれが前記パルス信号と同じ幅を持つデジタル信号である変調信号とからなる変調入力により変調された単側帯波通信信号を受信し、自動利得制御を行う中間周波増幅器と、受信信号を復調する復調器を含む受信回路を有する無線機であって、

前記中間周波増幅器の出力信号に含まれる前記一定振幅のパルス信号をピーク検波して、そのピーク値が所定値になるように前記中間周波増幅器の利得を制御する自動利得制御手段と、

前記中間周波増幅器の出力を振幅検波し、前記一定振幅のパルス信号の所定の周期の周波数成分を抽出する振幅検波手段と、この振幅検波手段で得た周波数に基づいて得られた周波数と前記中間周波増幅器の出力信号の周波数を混合し、その差又は和の周波数を前記復調器に供給することを特徴とする無線機。

【請求項 10】 請求項 6～9 記載の無線機において、充電電圧に応じて前記中間周波増幅器の利得が制御されるコンデンサの充電回路及び放電回路を有し、前記コンデンサの放電回路を、前記一定周期のパルス信号の振幅値が大きくなる期間はオンし、少なくとも変調信号の期間はオフすることを特徴とする無線機。

【請求項 11】 請求項 6 及び請求項 8 記載の無線機において、前記復調器を振幅検波回路で構成したことを特徴とする無線機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、単側波帯（SSB）通信方式を用いるSSB無線通信方式及びそのための無線機に関する。

【0002】

【従来の技術】

変調信号により振幅変調し、無線通信を行う方式として、SSB無線通信方式が広く用いられている。

【0003】

このSSB無線通信方式は、搬送波及び上下の側帯波の内、直接情報伝達に寄与していない搬送波と上下の側帯波の一方とを抑圧し、上または下の側帯波の一方だけを伝送する方式である。この方式は電力の節約になるのみならず、周波数帯域が半分で済み、通信チャネルを多く取れる。

【0004】

図18は、従来のSSB無線通信方式を用いる無線機の受信回路のブロック構成を示す図である。

【0005】

図18において、空中線181では送信側から送られてきた単側波帯信号を受信し、高周波増幅器182で増幅する。周波数変換器183では、高周波増幅器182からの単側波帯信号と第1局部発振器184からの信号とを混合し、帯域制限用フィルタ185を通して中間周波数信号に変換する。中間周波増幅器186では、その出力の大きさが所定値になるように検出器186aにより自動的に利得が調整される。復調器187では、自動利得調整された中間周波数信号を第2局部発振器187aからの信号に基づいて復調する。この復調器187の出力信号を低周波ろ波器188を通して低周波増幅器189で増幅し、復調出力を得る。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、このSSB無線通信方式では、図18の中間周波増幅器186及び検出器186aでの自動利得調整に際して、レベル調整の基準となるべき搬送波信号がないため、自動利得調整の時定数を変調信号の周期より十分長く設定する必要がある。このため、無線通信経路の条件により自動利得調整の時定数より短い周期で受信信号レベルが変動した場合に、受信回路で振幅歪みを生じ、受信出力が変動してしまう。

## 【0007】

また、変調信号の波形を完全に再現するためには、送信側と受信側との周波数を一致させる周波数を、第1局部発振器184から周波数変換器183に、および第2局部発振器187aから復調器187に与える必要があり、多少の誤差が許容される場合でもその許容範囲内の周波数を与える必要がある。したがって、送信側の周波数と受信側の周波数を一致させるために、高安定度の発振器を必要とする。この高安定度の発振器を有しない場合には、受信側の周波数を微調整する回路、例えばクラリファイヤ、を必要とする。

## 【0008】

また、SSB無線通信方式では、無線通信経路の条件により受信出力レベルが変動するから、振幅値をデジタル信号の変調値として扱うことが出来ず、効率の良いデータ転送が行えない。

## 【0009】

そこで、本発明は、SSB無線通信方式における、高電力効率及び狭周波数帯域伝送の利点を生かしつつ、受信回路の自動利得制御を無線通信経路の条件によらず即時且つ高精度に行うことが出来るSSB無線通信方式及び無線機を提供することを目的とする。

## 【0010】

また、受信側において、受信信号に基づいて送信側周波数に同期した周波数を作成し、高安定度の発振器を必要とせず、また、受信側の周波数を微調整する回路（クラリファイヤ）も必要としない、SSB無線通信方式及び無線機を提供することを目的とする。

## 【0011】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 の S S B 無線通信方式は、送信側において、変調信号と、この変調信号の最大振幅より大きい一定の振幅を有し定周期のパルス信号とを変調入力として、単側波帯で送信し、受信側において、受信信号のピーク値、すなわち前記パルス信号に基づいて受信利得を自動調整することを特徴とする。

【0 0 1 2】

請求項 2 の S S B 無線通信方式は、請求項 1 の S S B 無線通信方式において、送信側では、前記定周期のパルス信号として、その周期又は周波数を搬送周波数に同期させており、受信側では、受信したパルス信号の周期又は周波数に基づいて復調回路に与える局部発振器の周波数を決定することを特徴とする。

【0 0 1 3】

請求項 3 の無線機は、単側波帯通信用の送信回路と、一定振幅で定周期のパルス信号を発生するパルス信号発生器と、このパルス信号発生器からのパルス信号と、変調信号とが入力され、これら両入力を切換または混合して、前記送信回路へ変調入力として出力する変調入力切換器とを有することを特徴とする。

【0 0 1 4】

請求項 4 の無線機は、請求項 3 の無線機において、前記定周期のパルス信号は、前記送信回路の搬送周波数に基づいて、所定の幅（パルス幅）と、所定の周期（パルス周期）になるように、形成されていることを特徴とする。

【0 0 1 5】

請求項 5 の無線機は、請求項 3、4 の無線機において、前記変調信号は、前記パルス信号の振幅を基準として形成された、多値のデジタル値を表現する振幅値を持った信号であることを特徴とする。

【0 0 1 6】

請求項 6 の無線機は、単側波帯通信信号を受信し、自動利得制御を行う中間周波増幅器と、局部発振周波数に基づいて受信信号を復調する復調器とを含む受信回路を有する無線機であって、前記中間周波増幅器の出力信号に含まれる定周期のパルス信号をピーク検波して、そのピーク値が所定値になるように、前記中間周波増幅器の利得を制御する自動利得制御手段を有していることを特徴とする。



## 【 0 0 1 7 】

請求項 7 の無線機は、請求項 6 の無線機において、前記中間周波増幅器の出力信号に含まれる定周期のパルス信号をピーク検出して、定周期のパルス信号列を抽出し、このパルス信号列に基づいて前記復調器に加える前記局部発振周波数を調整することを特徴とする。

## 【 0 0 1 8 】

請求項 8 の無線機は、請求項 6、7 の無線機において、前記復調器の後段に低周波増幅器を設け、この低周波増幅器の出力信号に含まれる定周期のパルス信号により前記低周波増幅器の利得を制御する自動利得制御手段を有していることを特徴とする。

## 【 0 0 1 9 】

請求項 9 の無線機は、搬送周波数に基づいて所定の幅と所定の周期になるように形成された一定振幅のパルス信号と、この一定振幅のパルス信号の振幅を基準として形成され、それぞれが前記パルス信号と同じ幅を持つデジタル信号である変調信号とからなる変調入力により変調された単側帯波通信信号を受信し、自動利得制御を行う中間周波増幅器と、受信信号を復調する復調器を含む受信回路を有する無線機であって、前記中間周波増幅器の出力信号に含まれる前記一定振幅のパルス信号をピーク検波して、そのピーク値が所定値になるように前記中間周波増幅器の利得を制御する自動利得制御手段と、前記中間周波増幅器の出力を振幅検波し、前記一定振幅のパルス信号の所定の周期の周波数成分を抽出する振幅検波手段と、この振幅検波手段で得た周波数に基づいて得られた周波数と前記中間周波増幅器の出力信号の周波数を混合し、その差又は和の周波数を前記復調器に供給することを特徴とする。

## 【 0 0 2 0 】

請求項 1 0 の無線機は、請求項 6 ～ 9 記載の無線機において、充電電圧に応じて前記中間周波増幅器の利得が制御されるコンデンサの充電回路及び放電回路を有し、前記コンデンサの放電回路を、前記一定周期のパルス信号の振幅値が大きくなる期間はオンし、少なくとも変調信号の期間はオフすることを特徴とする。

## 【 0 0 2 1 】

請求項 11 の無線機は、請求項 6 及び請求項 8 記載の無線機において、前記復調器を振幅検波回路で構成したことを特徴とする無線機。

【0022】

本発明では、SSB無線通信方式における、高電力効率及び狭周波数帯域伝送の利点を生かしつつ、受信回路の自動利得制御を無線通信経路の条件によらず即時且つ高精度に行うことが出来る。

【0023】

したがって、通信経路の条件により受信信号レベルが変動した場合にも、受信したパルス信号の間隔毎に中間周波増幅器の利得が自動調整されるため、復調出力は一定に保たれ、振幅歪みが発生しにくい。

【0024】

また、受信したパルス信号の間隔または周波数に同期を取って局部発振周波数を調整できるから、高安定度の発振器を必要としない。また、受信側で受信周波数を微調整する回路（クラリファイヤ）も必要としない。

【0025】

また、受信回路の復調器の後段に出力にさらに低周波増幅器を設け、パルス信号による利得調整を再度行うことにより、復調器で選択された希望信号に対して利得が再調整されるため、雑音などの不要成分が軽減される。

【0026】

また、受信したパルス信号の間隔毎に利得が自動調整されることにより、パルス信号を基準とする多値のデジタル信号を変調値として扱えるため、データ伝送効率が改善される。

【0027】

また、搬送周波数に基づいて所定の幅と所定の周期になるように形成された一定振幅のパルス信号（基準信号）と、この一定振幅のパルス信号の振幅を基準として形成され、それぞれが前記パルス信号と同じ幅を持つ多値のデジタル信号である変調信号（データ信号）とからなる変調入力により変調された単側帯波通信信号を受信し、自動利得制御及び受信信号の復調を行う。この際に、中間周波増幅器の出力信号に含まれる基準信号の繰り返しの周波数成分を抽出し、この周

波数を復調のための基準周波数として用いることにより、復調器における同期検波作用を誤差なく行うことができる。

## 【0028】

また、中間周波増幅器の利得が制御されるコンデンサの放電回路を、一定周期のパルス信号の振幅値が大きくなる期間はオンし、少なくとも変調信号の期間はオフすることにより、基準信号期間の入力信号に基づいてAGC電圧が設定され、そのAGC電圧がデータ信号期間には変化せず一定値にとどまるから、適切に利得制御が出来る。

## 【0029】

また、復調器を振幅検波回路で構成する場合には、受信回路を簡易にすることができる。

## 【0030】

以上のことから、VHF帯、UHF帯等にも本発明のSSB無線通信方式及び無線機を適用することにより、VHF帯、UHF帯等の周波数利用効率を大幅に改善できる。

## 【0031】

## 【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して、本発明の実施の形態について詳細に説明する。

## 【0032】

図1は、本発明の実施の形態にかかるSSB無線通信方式の送信側の無線機の全体構成を示す図であり、図2、図3は、図1におけるパルス信号発生器の構成および送信出力波形を示す図である。

## 【0033】

図1において、パルス信号発生器11は、送信回路13からその搬送波周波数に基づく参照信号refを受けて、所定周期で一定振幅のパルス信号pを出力する。変調入力切換器12は変調信号mとパルス信号pとを、パルス信号発生器11からの切換信号cにしたがって切り換えて変調入力pmとして、送信回路13に供給する。送信回路13は、従来から用いられている通常のSSB無線通信用送信回路でよい。

## 【0034】

このパルス信号発生器 11 の詳細な構成の一例を図 2 (a) に示す。送信回路 13 から参照信号 *ref* を受け取り、この参照信号 *ref* をフリップフロップ (FF) 21 で 1 サイクル  $2\beta$  ・デューティ 50% の矩形波とし、その出力の一部をカウンタ 22 に入力し、 $\alpha$  時間間隔に相当する FF 21 の出力をカウントし、その最終カウントで出力し、その出力と FF 21 の出力 ( $\beta$  幅) とのアンド 23 をとる。この結果、アンド回路 23 から、図 2 (b) に示されるように、周波数帯域内周波数の半サイクルの幅に相当する  $\beta$  ms 幅のパルス信号 (矩形波) が、 $\alpha$  ms の定周期で出力される。

## 【0035】

このパルス信号は、低域フィルタ (LPF) 24、低周波増幅器 (AMP) 25、及びスイッチ 26 を通って、1 サイクル  $2\beta$  の正弦波となる。この正弦波のうち、 $\beta$  幅 (半サイクル分) が  $\alpha$  時間間隔で切替器 12 を介して出力される。この AMP 25 には利得制御回路が設けられており、送信回路 13 の図示していない送信段での送信出力を検出し、これをピーク検波器 27 で検波してパルス信号 *p* が所定の振幅で送信されるようにレベル設定器 28 で AMP 25 を利得制御する。なお、スイッチ 26 は通常オンされており、このパルス信号 *p* を使用しない場合にオフされることになる。

## 【0036】

また、図 3 (a) は、パルス信号発生器 11 の他の構成例を示す図である。この図において、送信回路 13 から参照信号 *ref* を受け取り、この参照信号 *ref* をフリップフロップ (FF) 21 で 1 サイクル  $\beta$  ・デューティ 50% の矩形波とし、その出力の一部をカウンタ 22 に入力し、 $\alpha$  時間間隔に相当する FF 21 の出力をカウントし、その最終カウントで出力  $\beta$  幅のパルス信号を出力する。この結果、カウンタ 22 から、図 3 (b) に示されるように、 $\beta$  幅のパルス信号が、 $\alpha$  時間間隔の定周期で出力される。

## 【0037】

そして、FF 21 からの 1 サイクル  $\beta$  の矩形波信号は、低域フィルタ (LPF) 24 により正弦波状に整形され、低周波増幅器 (AMP) 25 により図 2 と同

様に所定の振幅になるように利得制御されて、スイッチ 2 6 を通って、正弦波状のパルス信号 p となる。この図 3 のパルス信号発生器の構成では、パルス信号 p が 1 サイクルの正弦波状の信号となっているため、変調信号として望ましい。

## 【 0 0 3 8 】

図 2 ( a ) 、図 3 ( a ) いずれのパルス信号発生器 1 1 においても、切換器 1 2 には、変調信号 m とパルス信号 p が入力され、その両入力のいずれか一方が、切換信号 c により切り換えられて変調入力 p m として送信回路 1 3 に供給される。

## 【 0 0 3 9 】

これにより、送信回路 1 3 から空中線 1 4 を介して、図 2 ( c ) 、図 3 ( c ) に示されるような、パルス信号 p と変調信号 m で変調された、単側波帯の送信信号が送出される。この送信信号には、変調信号 m とともに、一定振幅、一定間隔 (一定周期) のパルス信号 p が含まれている。

## 【 0 0 4 0 】

図 4 は、本発明の実施の形態に係る S S B 無線通信方式の受信側の無線機の全体構成を示す図であり、図 5 はその受信側無線機の受信回路の一部の具体的回路の一例を示す図である。また、図 6 は、受信回路の入力信号及び復調出力の波形を示す図である。

## 【 0 0 4 1 】

図 4 において、空中線 4 1 、高周波増幅器 4 2 、周波数変換器 4 3 、帯域制限用フィルタ 4 4 、中間周波増幅器 4 5 、復調器 4 6 、低周波ろ波器 4 7 、低周波増幅器 4 8 等は、従来例の図 1 8 の空中線 1 8 1 、高周波増幅器 1 8 2 、周波数変換器 1 8 3 、帯域制限用フィルタ 1 8 5 、中間周波増幅器 1 8 6 、復調器 1 8 7 、低周波ろ波器 1 8 8 、低周波増幅器 1 8 9 等に、それぞれ対応している。

## 【 0 0 4 2 】

この実施の形態においては、以上の各構成要素の他に、中間周波増幅器 4 5 の出力からパルス信号 p を検出するパルス検出器 5 1 、発振周波数が可変な第 2 局部発振器 5 3 、周波数検出されたパルス信号 p に同期して第 2 局部発振器 5 3 の周波数を調整する同期制御器 5 2 、復調された信号からパルス信号を除去するパ

ルス信号除去器 5 4、および発振周波数が可変な第 1 局部発振器 5 6、周波数検出されたパルス信号 p に同期して第 1 局部発振器 5 6 の周波数を調整する同期制御器 5 5 を、さらに備えている。

#### 【0043】

これにより、パルス信号 p と変調信号 m で変調された、単側波帯の送信信号を受信し、この受信した信号に含まれている一定振幅、一定間隔のパルス信号 p に基づいて、中間周波増幅器 4 5 における自動利得制御を行い、また、周波数変換器 4 3 における第 1 局部発振器 5 6 および復調器 4 6 における第 2 局部発振器 5 3 の周波数を調整する。さらに、これら制御・調整の後に役割を果たしたパルス信号 p を除去して、変調信号 m のみを、復調出力として、出力する。

#### 【0044】

さて、図 5 において、中間周波増幅器 4 5 の出力がパルス検出器 5 1 に供給される。パルス検出器 5 1 では、図 6 (a) に例示されるような、無線通信経路の条件によりフェージングなどを受けて振幅の変動したパルス信号 p をピーク検波器 5 1-1 によりピーク検波する。なお、ここではパルス信号 p として、正弦波状のパルス信号の場合を示している。

#### 【0045】

ピーク検波されたパルス信号 p は、一定周期で送られてくるから、中間周波増幅器 4 5 の出力中のパルス信号 p の振幅が予め定められている所定値になるようにフィードバック制御され、中間周波増幅器 4 5 の利得を自動的に制御する。この結果、復調器 4 6 には一定振幅、一定周期のパルス信号 p とともに、同じ比率で増幅された変調信号 m が入力される。したがって、送信側からの伝送経路中でのフェージングなどにより変調信号の振幅が変動しても、所定の振幅に復元することが出来る。

#### 【0046】

同時に、パルス検出器 5 1 では、AM 検波回路 5 1-2 でパルス信号 p のピークを検出し、増幅器 5 1-3 で増幅して、位相比較の基準信号とする。このパルス信号 p の間隔は、送信側において、送信回路 1 3 の搬送波周波数に基づいて分周などの処理をして決められているから、周波数基準として用いることが出来る

## 【0047】

第2局部発振器53は、分周器53-1、電圧制御発振器(VCO)53-2、分周器53-3を有しており、VCO53-2の発振周波数を分周して復調器46に第2局部発振周波数を供給するとともに、発振周波数を分周して位相比較の比較信号として供給する。

## 【0048】

同期制御器52は、位相比較器52-1に、AM検波回路51-2からのパルス信号pのピーク間隔を位相比較の基準信号として受け、VCO53-2の発振周波数の分周出力を位相比較の比較信号として受けて、位相比較し、その差(周波数及び位相差)を低周波ろ波器(LPF)52-2で平滑し、VCO53-2に制御信号として供給する。

## 【0049】

また、パルス検出器51で検出されたパルス信号pのパルス列が、同期制御器55に供給され、第1局部発振器56の発振周波数を制御する。この同期制御器55および第1局部発振器56は、その内部構成を図示していないが、同期制御器52および第2局部発振器53と同様に構成することが出来る。

## 【0050】

これにより、周波数変換器43に供給される第1局部発振周波数および復調器46に供給される第2局部発振周波数はフェーズ・ロックド・ループ(PLL)制御され、それぞれ送信側の周波数と同期した周波数となるから、例えば送信側の周波数が変動したとしても、その変動に追従して変化するから、同期検波器などで構成される復調器46での復調動作が適切におこなわれる。

## 【0051】

また、以上のように制御・調整のための役割を果たしたパルス信号pを除去するために、AM検波回路51-2のパルス信号pをパルス信号除去器54の単安定フリップフロップ(MSFF)54-2に供給する。このMSFF54-2の単安定時間は、パルス信号pの時間幅に設定されており、この単安定時間の間はパルス信号除去器54のゲート54-1は復調器46の出力から切り離される。

この結果、復調出力からパルス信号  $p$  が除去される。なお、ゲート 5 4 - 1 に供給する M S F F の出力を、パルス信号に正確に合わせる必要が生じた場合には、遅延手段などを用いて調整することが出来る。

## 【 0 0 5 2 】

図 6 ( b ) は、最終的に低周波増幅器 4 8 から出力される復調出力の波形を示している。同図 ( a ) の受信入力信号と比較すると変調信号  $m$  が、適切に増幅され、パルス信号  $p$  が除去されていることが分かる。

## 【 0 0 5 3 】

以上のように、受信回路の中間周波増幅器 4 5 での自動利得制御を無線通信経路の条件に影響されることなく、パルス信号  $p$  を用いて即時且つ高精度に行うことが出来る。したがって、受信信号レベルが変動した場合にも、受信したパルス信号  $p$  の間隔毎に中間周波増幅器 4 5 の利得が自動調整されるため、復調出力は一定に保たれ、振幅歪みが発生しにくい。

## 【 0 0 5 4 】

また、受信したパルス信号  $p$  の間隔（または周波数）に基づいて、送信側の搬送波周波数と同期を取って第 1 局部発振器 5 6 および第 2 局部発振器 5 3 の局部発振周波数を調整できるから、送信側の搬送波周波数が変動した場合でも、復調器 4 6 の復調動作を支障なく行うことが出来る。

## 【 0 0 5 5 】

図 7 は、本発明の他の実施の形態に係る S S B 無線通信方式の受信側の無線機の全体構成を示す図である。

## 【 0 0 5 6 】

図 7 において、図 4 と異なる点は、低周波増幅器 5 7 とこの低周波増幅器 5 7 を自動利得制御するための復調出力パルス検出器 5 8 を、復調器 4 6 とパルス信号除去器 5 4 との間に設けていることである。その他の点は、図 4 におけると同様である。

## 【 0 0 5 7 】

復調出力パルス検出器 5 8 は、低周波増幅器 5 7 の出力信号に含まれるパルス信号  $p$  の最大値を、例えばピーク検波などにより検出する。ピーク検波されたパ



ルス信号 p は、低周波増幅器 5 7 の出力中のパルス信号 p の振幅が予め定められている所定値になるようにフィードバック制御され、低周波増幅器 5 7 の利得を自動的に制御する。

## 【 0 0 5 8 】

この再度の自動利得制御では、復調器 4 6 により選択された希望信号に対して、受信回路の利得が再調整されるため、雑音などの不要成分による影響が軽減される。

## 【 0 0 5 9 】

さて、以上説明した各実施の形態では、変調信号 m として、アナログ信号を用いることとして、説明している。

## 【 0 0 6 0 】

本発明の S S B 無線通信方式及びその無線機においては、送信側において、変調信号 m に、この変調信号 m の最大振幅より大きい一定の振幅を有した定周期のパルス信号 p を加えて変調入力として、搬送波を変調して送信し、受信側において、受信信号のピーク値、すなわちパルス信号 p に基づいて受信利得を自動調整する。この本発明の通信方式の特質を利用し、変調信号 m として、パルス信号 p の振幅を基準として形成された、多値のデジタル値を表現する振幅値を持った信号を用いることが出来る。以後、この信号を、多値デジタル信号といい、このように変調することを多値デジタル変調という。

## 【 0 0 6 1 】

この場合、送信側において、パルス信号 p の振幅を基準として、多値のデジタル信号を形成して変調信号 m とし、これらパルス信号 p 及び多値デジタル変調信号 m で変調を行い送信する。

## 【 0 0 6 2 】

受信側では、受信したパルス信号 p が所定の一定値になるように利得制御を行い、多値デジタル変調信号 m を復調出力する。

## 【 0 0 6 3 】

この多値デジタル変調によれば、S S B 無線通信方式における、高電力効率及び狭周波数帯域伝送の利点を生かしつつ、データ伝送効率を著しく高くするこ

とが出来る。

【0064】

この多値ディジタル変調を行う場合の、一例の波形図を図8に示している。図8(a)はクロック信号であり、基準となるクロックにKが付されており、信号となるクロックにはSが付されている。このクロック周波数は例えば1.8kHzとされる。図8(b)は多値のレベルを持つディジタルデータの信号であり、この例では5値(0~4)のレベルを持っている。なお、本発明においては、多値として、この例に限らず、2値、4値など任意の数とすることができる。このクロック信号の2つのクロック(K、S)に1つのデータ区間が対応している。

【0065】

図8(c)は変調データであり、クロックKはパルス信号pに相当し、クロックSは変調信号mに相当している。クロックKは、他のクロックSよりも大きい振幅を有しており、クロックSは多値のレベルを持つディジタルデータに応じた振幅を有している。この変調データ(c)が、帯域フィルタを通過することにより、図8(d)のような変調信号となる。

【0066】

この変調信号(d)で搬送波を振幅変調すると、その変調回路から出力される側帯波(上側帯波)は図8(e)のようになる。これを帯域制限のために帯域ろ波器を通過させると、図8(f)のようなSSB被変調波が、送信信号として得られる。

【0067】

受信側では、復調出力から、パルス信号p(クロックK)の最大値に対する相対値から元の多値ディジタル信号(図8(b))を復元する。

【0068】

以上に説明した実施の形態では、周波数変換器用の第1局部発振周波数および復調器用の第2局部発振周波数を、受信したパルス信号の間隔(または周波数)に基づいてPLL制御により得ている。このPLL制御による周波数の制御精度はかなり高いから、搬送波周波数の変動に対する同期制御の遅れや、制御残差に基因する誤差成分などにより、若干の周波数誤差が発生したとしても、短波帯域

(3～30MHz)の搬送波周波数においては問題なく使用することが出来る。

## 【0069】

以下の実施の形態は、搬送波周波数がVHF帯域やUHF帯域等の超高周波数の場合にも、本発明の無線通信方式、無線機を高精度に適用可能とするものである。

## 【0070】

図9は本発明のさらに他の実施の形態にかかる、SSB無線通信方式の送信側の無線機の全体構成を示す図、図10はその各部の波形を示す図、図11は変調信号を形成する他の手段を示す図、図12はSSB無線通信方式の受信側の無線機の全体構成を示す図、図13はその各部の波形を示す図である。

## 【0071】

この実施の形態においては、多値のデジタル信号を伝送するものにおいて、変調周波数となるクロック信号周波数を1.8kHzとし、変調周波数を搬送波に同期した一波のみとし、その1サイクルごとにその振幅値に信号を乗せ、その信号の一つに最大で一定振幅、一定間隔の基準信号を設け、データ信号をその間に2個(1個または他の複数個でもよい)を挿入する。

## 【0072】

受信側においては、その基準信号をピーク検波し、復調回路に入力されるその基準信号の振幅を一定とする。これによりフェージングによる入力信号の振幅の変化に対応でき、その直後のデータ信号の振幅精度を高くできる。また、中間周波増幅器の出力信号に含まれる基準信号の周波数成分(0.6kHz)を抽出し、この周波数を復調のための基準周波数として用いることにより、復調器における同期検波作用を誤差なく行うことができる。

## 【0073】

図9において、シンセサイザ回路61から、一定振幅でデューティ比50%の1.8kHzのクロック信号(図10の(a))と、478.2kHzの変調回路RF信号(図10の(e))と、70MHzと48.48MHzのミキシング用周波数信号が出力される。また、1.8kHzのパルス信号が出力される。

## 【0074】

帯域ろ波回路 6 2 は、シンセサイザ回路 6 1 からの一定振幅でデューティ比 5 0 % の 1 . 8 k H z のクロック信号 ( a ) が入力され、1 . 8 k H z 正弦波の変調周波数信号 ( b ) が出力され、抵抗減衰部 6 3 に供給される。抵抗減衰部 6 3 は、基準信号と 2 値のデータ信号に対応するため、3 つの抵抗減衰器 1 ~ 3 から構成されている。このデータ信号は、例えば 4 値、8 値など更に多値にすることができるが、この場合には、多値に応じて抵抗減衰器の数は 5 個、9 個になる。

## 【 0 0 7 5 】

抵抗減衰部 6 3 からの各出力は、切換回路 6 4 に入力される。一方、制御回路 6 5 では、伝送速度とデジタルデータ及び 1 . 8 k H z のパルス信号に応じて、変調データ ( c ) を形成し、切換回路 6 4 に入力する。切換回路 6 4 では、変調データ ( c ) に基づいて、抵抗減衰部 6 3 からの出力を切り換えて、基準信号 S、データ信号 0, 1 を出力する。

## 【 0 0 7 6 】

この実施の形態では、最大の振幅値で一定値の基準信号と、基準信号の間に挿入されたデータ信号の振幅がフェージングにより変化する。もっとも厳しい判別基準を  $\pm 1.5 \text{ dB}$  とすると、誤差は約  $\pm 1.0 \text{ dB}$  以内にするのが望ましく、またフェージングのもっとも短い周期を  $20 \text{ ms}$  とし、この半周期で  $20 \text{ dB}$  直線的に減衰すると考えると、 $1.0 \text{ ms}$  で基準信号を入れる必要がある。 $1 / 1.8 \text{ kHz} = 0.56 \text{ ms}$  であるから、データ信号 2 個毎に基準信号 S を挿入する必要がある。もちろん、データ信号 1 個毎に基準信号 S を挿入してもよく、また逆に変調周波数やフェージングの条件によっては、基準信号 S 間に 3 個以上のデータ信号を入れることもできる。

## 【 0 0 7 7 】

切替回路 6 4 の出力 ( d ) は、1 . 8 k H z の正弦波で各周期毎に振幅値が変動する変調信号として変調回路 6 6 に与えられる。この変調信号 ( d ) には、2 つおきの周期毎に一定振幅の基準信号 S が入っていることから、 $0.6 \text{ kHz}$  の周波数成分が含まれている。

## 【 0 0 7 8 】

変調回路 6 6 では、変調回路 R F 信号 ( e ) を変調信号 ( d ) で変調し、その

被変調波を中心周波数480kHz、帯域幅2.7kHzの帯域ろ波回路67によりフィルタリングして、図10(g)のようにSSB被変調波として高域側の側帯波を出力する。この変調回路出力(但し、上側帯波のみ)は、図10(f)のように、その時点の正弦波状変調信号の振幅に応じた振幅値を有するから、クロック信号(a)の周波数である1.8kHzの周波数成分と、クロック信号の2つおきの周期毎に入っている一定振幅の基準信号Sによる0.6kHzの周波数成分が含まれている。SSB被変調波(g)は、帯域ろ波回路67を通して出力されるから、フィルタ特性に応じて立ち上がり・立ち下がり遅れが生じ、歪んだ波形となる。この出力(g)の波形は、ひずみが生じているものの、各データ区間の後半(少なくともその3/4以降)において、本来のデータS、0、1に対応する振幅値になっている。また、この帯域ろ波回路67により、搬送波、下側帯波を、上側帯波の最大レベルより90dB減衰させている。

## 【0079】

以上の作用を整理して、数式などを用いて表すと、変調回路RF信号(e)を $V_c \cos(\omega_c t + \theta)$ 、変調信号(d)を $kA \cos(pt + \phi)$ とすると上側帯波 $V_u$ は下式(1)で表される。

$$V_u = 1/2 \cdot m V_c \cos\{(\omega_c + p)t + \theta + \phi\} \cdots (1)$$

ただし、 $m$ は変調度( $=kA/V_c$ )であり、 $k$ はデジタル値の係数である。

## 【0080】

ここで、変調周波数1サイクル毎に振幅を変化させるから、変調度 $m$ が1サイクル毎に変化する。この状態が図10(f)に包絡線波形で示されている。図10(f)の振幅の変化点の周波数スペクトルは無限大に広がっていると考えられる。これを帯域内電力に限定するため、帯域通過ろ波回路67を通すことで同図(g)のように、その帯域幅にしたがった立ち上がり、立ち下がり遅れが生じるが、その振幅のピークは入力振幅と同じである。

## 【0081】

このSSB被変調波(g)は、送信混合回路68で70MHzのミキシング用周波数信号と混合され、高周波増幅回路69で増幅され、帯域ろ波回路70(中心周波数70.48MHz)でろ波される。さらに、送信混合回路71で48.

48MHzのミキシング用周波数信号と混合され、高周波増幅回路72で増幅され、帯域ろ波回路73（中心周波数22MHz）でろ波され、送信電力増幅回路74で増幅され、空中線同調回路75を経て、空中線76から、22MHzの周波数で送信される。

## 【0082】

また、変調信号(d)を形成する手段として、図11(a)に示されるように、ROMなどから構成される正弦波信号発生器77を用いて、入力される指令信号に応じてデジタル的に正弦波信号を発生することが出来る。この場合、正弦波信号発生器77にクロック信号(a)（図10(a)と同様のもの）と、デジタル信号(b)（図8(b)のデジタルデータ或いは図9のデジタルデータと同様のもの）を入力し、デジタル信号(b)の値に応じた振幅の正弦波信号と、基準信号として一定振幅の正弦波信号とを発生させて、変調信号(d)（図8(d)或いは図10(d)と同様のもの）を出力させる。

## 【0083】

また、同様に、図11(b)に示されるように、ROMなどから構成される正弦波信号発生器78と、可変減衰器79とを用いて、入力される指令信号に応じてデジタル的に正弦波信号を発生することが出来る。この場合、正弦波信号発生器78にクロック信号(a)を入力して一定振幅の正弦波信号を繰り返し発生させて可変減衰器79に供給し、可変減衰器79で入力されたデジタルデータ(b)の値に応じた振幅となるように、その正弦波信号を減衰させて、変調信号(d)を出力させてもよい。なお、図11(a)(b)に示されるような正弦波信号発生器を用いて図2あるいは図3におけるパルス信号を形成することとしても良い。

## 【0084】

図12は本発明のさらに他の実施の形態にかかる、SSB無線通信方式の受信側の無線機の全体構成を示す図であり、図9および図10で説明した送信側の無線機から送信されるSSB変調された信号を受信するものである。図13はその各部の波形を示す図である。また、図14は、受信側無線機に用いるシンセサイザの構成を示す図である。

## 【 0 0 8 5 】

図 1 2 および図 1 3 を参照して、アンテナ 8 1 で送信側の無線機から送信された、中心周波数 2 2 M H z の S S B 被変調波の受信動作を説明する。この受信信号 ( a ) は、伝送経路中でのフェージングなどの影響を受けた場合には、図 1 3 ( a ) に示されるようにその振幅が変動する。

## 【 0 0 8 6 】

この受信信号 ( a ) は低域ろ波回路 8 2 で高周波成分が除去された後、指令値にしたがって可変減衰器 8 3 で減衰され、帯域ろ波回路 8 4 、高周波増幅回路 8 5 を経て混合回路 8 6 に入力される。混合回路 8 6 では、この入力された信号と、シンセサイザ回路 9 1 からの第 1 局部信号周波数  $f_{l1}$  ( $= 4 8 . 4 8 \text{ M H z}$ ) とをミキシングし、帯域ろ波回路 8 7 を介して、第 1 中間周波数信号  $f_{i f 1}$  ( $= 7 0 . 4 8 \text{ M H z}$ ) を得る。

## 【 0 0 8 7 】

この第 1 中間周波数信号  $f_{i f 1}$  を増幅回路 8 8 で増幅した上でピーク検波回路 8 9 によりピーク検波し、比較増幅回路 9 0 で所定値と比較・増幅し、その出力によって可変減衰器 8 3 の減衰量を制御する。このフィードバックによる減衰量の制御により、帯域ろ波回路 8 7 の出力値は一定以下に抑えられ、次段以降の自動利得制御 ( A G C ) の動作範囲を超えないようにされる。

## 【 0 0 8 8 】

第 1 中間周波数信号  $f_{i f 1}$  は、中間周波増幅回路 9 2 で利得制御され、混合回路 9 3 でシンセサイザ回路 9 1 の第 2 局部信号周波数  $f_{l2}$  ( $= 7 0 \text{ M H z}$ ) とミキシングされ、帯域ろ波回路 9 4 でろ波されて第 2 中間周波数信号  $f_{i f 2}$  ( $= 4 8 0 \text{ k H z}$ ) となる。

## 【 0 0 8 9 】

中間周波増幅回路 9 5 では、この第 2 中間周波数信号  $f_{i f 2}$  ( $= 4 8 0 \text{ k H z}$ ) が自動利得制御され、フェージングによる振幅変動を低減した上で、A M 検波回路 9 8 、帯域ろ波回路 1 0 1 、復調器である同期検波回路 1 0 5 に供給される。

## 【 0 0 9 0 】

この中間周波増幅回路 9 2 および中間周波増幅回路 9 5 での自動利得制御は、次のように行われる。すなわち、中間周波増幅回路 9 5 の出力信号である第 2 中間周波数信号  $f_{if2}$  ( $= 480 \text{ kHz}$ ) を、ピーク検波回路 9 6 でピーク検波し、そのピーク値を比較増幅回路 9 7 で所定の基準値と比較し、第 2 中間周波数信号  $f_{if2}$  のピーク値が一定の振幅値になるように、中間周波増幅回路 9 2 および中間周波増幅回路 9 5 の利得を自動的に制御する。これにより、第 2 中間周波数信号  $f_{if2}$  の振幅値の変動は、フェージングなどの影響があった場合でも、例えば図 1 3 (b) に示されるように、大幅に抑制されることになる。

## 【0091】

さて、この第 2 中間周波数信号  $f_{if2}$  (b) には、送信側での基準信号  $S$  に対応してその振幅変動に  $0.6 \text{ kHz}$  の周波数成分を持っている。AM 検波回路 9 8 は、入力された第 2 中間周波数信号  $f_{if2}$  (b) を AM 検波し、その AM 検波出力を  $0.6 \text{ kHz}$  を中心周波数とする帯域ろ波回路 9 9 に供給して、 $0.6 \text{ kHz}$  の周波数成分を抽出し、振幅制限回路 1 0 0 で振幅値を整えた後、シンセサイザ回路 9 1 に、発振制御用の基準周波数信号として供給する。

## 【0092】

シンセサイザ回路 9 1 では、 $0.6 \text{ kHz}$  の周波数信号を基準周波数信号として、分周および PLL 制御により、第 1 局部発振周波数  $f_{l1}$  ( $48.480 \text{ MHz}$ ) および第 2 局部発振信号  $f_{l2}$  ( $70 \text{ MHz}$ ) および、 $1.8 \text{ kHz}$  の周波数信号を発生する。

## 【0093】

この基準周波数信号である AM 検波出力中の  $0.6 \text{ kHz}$  の周波数は、送信側のクロック周波数 ( $1.8 \text{ kHz}$ ) と同期した周波数であり、シンセサイザ回路 9 1 から発生される  $1.8 \text{ kHz}$  の周波数信号はほぼ完全に送信側のクロック周波数と同期したものとなる。なお、必要とすれば、AM 検波出力中の  $0.6 \text{ kHz}$  の周波数を周波数逡倍することにより、全く同期した  $1.8 \text{ kHz}$  の周波数信号を得ることが出来る。

## 【0094】

第 2 中間周波数信号  $f_{if2}$  (b) はまた、中心周波数が  $480 \text{ kHz}$  とされ



ている帯域ろ波回路101を介して振幅制限回路102に供給され、その振幅値が整えられてから、混合回路103の一方の入力として供給される。この混合回路103ではシンセサイザ回路91からの同期した1.8kHzの周波数信号とミキシングし、そのミキシング出力を中心周波数が478.2kHzの帯域ろ波回路104を介して、同期検波回路105に一方の入力として供給する。

## 【0095】

同期検波回路105では、一方の入力、すなわち混合回路103からの信号により、他方の入力、すなわち第2中間周波数信号 $f_{if2}$ (b)を同期検波する。同期検波回路105の出力は中心周波数を1.8kHzとする帯域ろ波回路106を経て、低周波増幅回路107に供給される。

## 【0096】

低周波増幅回路107に入力される同期検波回路105からの出力は図13(c)に示されるように、本来破線で示されるような波形になるべき特性が、送信側の帯域フィルタ等の影響によりその立ち上がりが遅れて、実線で示されるような波形となっている。この点は、図13(d)の低周波増幅回路出力においても同様である。この影響を避けるために、各サイクルの後半部(特に3/4以降)の時点で振幅の検出を行うように構成する。

## 【0097】

また、低周波増幅回路107に入力される同期検波回路105からの出力に若干の振幅変動が残っている場合があるが、低周波増幅回路107の出力は復号回路110に供給されるとともに、ピーク検波回路108および比較増幅回路109により、中間周波増幅器95におけると同様に、自動利得制御され、その出力は基準信号部分がほぼ一定値になるように制御される。復号回路110では、低周波増幅回路107の出力(d)を、図13(e)のようにデジタル信号に変換し、その後図13(f)に示されるようなデジタルデータに復号して、出力する。

## 【0098】

この実施の形態においては、同期検波回路105に供給される2つの入力は、周波数が完全に同期したものとなる。混合回路103に供給される一方の1.8

k H z の周波数信号は、A M 検波回路 9 8 などにより検出された信号に同期しており、しかもこの信号は送信側で変調信号に用いられたクロック信号そのものである。したがって、例えクロック信号が変動したとしてもその変動に完全に同期している。

## 【 0 0 9 9 】

また、混合回路 1 0 3 に供給される他方の 4 8 0 k H z の第 2 中間周波数信号  $f_{if2}$  は、当然に同期検波回路 1 0 5 に直接供給される第 2 中間周波数信号  $f_{if2}$  と周波数、位相とも完全に同期している。

## 【 0 1 0 0 】

したがって、同期検波回路 1 0 5 では、周波数誤差などは発生する余地がなく、他の条件に影響されることなく本来の同期検波が行われる。

## 【 0 1 0 1 】

敢えて、言及すると、シンセサイザ回路 9 1 で発生される、第 1 局部発振信号  $f_{l1}$  や第 2 局部発振信号  $f_{l2}$  に多少の周波数誤差が含まれている場合でも、本実施の形態においては、同期検波回路 1 0 5 の同期検波作用に何らの悪影響を与えることなく、伝送されたデジタル信号を復号することが出来る。

## 【 0 1 0 2 】

この実施の形態におけるシンセサイザ回路 9 1 は、図 1 4 のように構成することが出来る。

## 【 0 1 0 3 】

図 1 4 において、水晶制御発振回路 1 2 1 の発振周波数は、コンデンサ 1 2 2 と直列に接続された可変容量ダイオード 1 2 3 の静電容量に応じて制御される。可変容量ダイオード 1 2 3 の制御電圧は、水晶制御発振回路 1 2 1 の出力周波数を分周回路 1 2 4 で  $(1/59, 775)$  分周した分周出力と、図 1 2 の振幅制限回路 1 0 0 から供給される周波数信号  $(0.6 \text{ k H z})$  とを位相比較回路 1 2 5 で比較し、その比較出力を低域ろ波回路 1 2 6 を介して、与えられる。この P L L 制御の結果、水晶制御発振回路 1 2 1 の発振周波数  $f_s$  は、位相比較入力の  $0.6 \text{ k H z}$  に対応して、 $f_s = 35,865 \text{ M H z}$  に制御される。

## 【 0 1 0 4 】

分周回路124はまた、 $(1/19, 925)$ 分周した分周出力を有しており、この分周出力である1.8kHzの周波数信号が図12の混合回路103に供給される。

## 【0105】

また、水晶制御発振回路121の発振周波数 $f_s$ は、 $(1/35, 865)$ 分周の分周回路127により1kHzの周波数信号とされる。この1kHzの周波数信号が、電圧制御発振回路131a、 $(1/70, 000)$ の分周の分周回路132a、位相比較回路133a、低域ろ波回路134aからなるPLL制御回路の比較基準信号となり、70MHzの周波数信号が形成される。これが、緩衝増幅回路135aを介して、図12の混合回路93へ第2局部信号周波数 $f_{12}$  ( $=70\text{MHz}$ )として、出力される。

## 【0106】

また同様に、1kHzの周波数信号が、電圧制御発振回路131b、チャンネル指定の制御回路136からの信号により分周比が可変制御される可変分周回路132b、位相比較回路133b、低域ろ波回路134bからなるPLL制御回路の比較基準信号となり、この場合48.48MHzの周波数信号が形成される。これが、緩衝増幅回路135bを介して、図12の混合回路86へ第1局部信号周波数 $f_{11}$  ( $=48.48\text{MHz}$ )として、出力される。

## 【0107】

なお、送信側の無線機に用いるシンセサイザ回路61 (図9)は、この図14のシンセサイザ回路において、水晶制御発振回路の制御電圧を一定値として、その発振周波数 $f_s$ を $f_s = 35.865\text{MHz}$ にする。また、変調回路RF信号となる478.2kHzを形成する $(1/75)$ 分周の分周回路をさらに設ければよい。

## 【0108】

図15は本発明のSSB無線通信方式の受信側の無線機におけるピーク検波回路および比較増幅回路 (図12の96、97等)の具体的構成を示す図であり、図16はその動作特性を示す図であり、また図17はその波形図を示す図である。

## 【 0 1 0 9 】

一般に、ピーク検波回路においては、入力信号のピーク値にコンデンサを充電し、入力信号が充電されたピーク値以下の場合には放電抵抗によりコンデンサの電荷を放電するように構成されている。この場合、放電時定数は充電時定数より大幅に大きく（例えば 1 0 0 倍程度）されるから、フェージングなどにより受信信号のレベルが大きく変動する場合には、ピーク検波回路のピーク検出値がその変動に追従できず、したがって自動利得制御が十分に機能しない場合がある。

## 【 0 1 1 0 】

図 1 5 のピーク検波回路および比較増幅回路はそのような場合にも、実際のピーク値に追従できるように構成したものである。なお、ここでは図 1 2 におけるピーク検波回路 9 6、比較増幅回路 9 7 に適用した場合について説明する。

## 【 0 1 1 1 】

図 1 5 ～ 図 1 7 を参照して、中間周波増幅回路 9 5 の出力が入力信号 (b) として入力され、ダイオード 1 4 1 により整流されて充電抵抗 1 4 2 を介してコンデンサ 1 4 3 が充電され、その充電電圧 (k) が基準値  $V_{ref}$  の比較回路 1 4 4 に供給され、その比較結果が直流増幅回路 1 4 5 に与えられる。この比較回路 1 4 4 と直流増幅回路 1 4 5 からなる比較増幅回路の比較入力ー利得特性が図 1 6 に示されている。充電電圧 (k) が基準値  $V_{ref}$  より低いときは利得は高い一定値にあり (1 0 0 d B)、充電電圧 (k) が基準値  $V_{ref}$  を越えると利得は急激に低下し、さらに充電電圧 (k) が大きいときは利得は低い一定値になる (2 0 d B)。この利得に応じた A G C 電圧 (1) が、中間周波増幅回路 9 5 に利得制御信号として供給される。

## 【 0 1 1 2 】

また、コンデンサ 1 4 3 の充電電圧 (k) は、放電抵抗 1 4 6 を介してスイッチ回路 1 4 7 がオンされている時に放電される。このスイッチ回路 1 4 7 のオン・オフは、放電制御信号 (j) により制御される。

## 【 0 1 1 3 】

入力信号 (b) に応じたコンデンサ 1 4 3 の充電電圧 (k) が比較回路 1 4 4 に供給され、基準値  $V_{ref}$  と比較される。充電電圧 (k) が基準値  $V_{ref}$  を

越えると、利得は大幅に減少し、この利得減少に応じて入力信号（b）のレベルが低下して、入力信号（b）の値に応じて図 1 6 のように或るレベルの動作点に固定される。また、充電電圧（k）が一定値であれば利得の変化はない。

## 【0 1 1 4】

さて、スイッチ回路 1 4 7 をオン・オフ制御する放電制御信号（j）は、基準信号 S の期間中にオンされ、データ信号 0, 1 の期間にはオフされる。より具体的には、基準信号 S に対する振幅レベルがほぼ立ち上がった時点（例えば、基準信号期間の中間点）でオンされ、基準信号期間の終了直前までオン状態が維持され、その後オフ状態に切り換える。この放電制御信号（j）は、シンセサイザ回路 9 1 にて形成される。

## 【0 1 1 5】

スイッチ回路 1 4 7 をオンして放電回路を形成している時点では、入力電圧（b）が充電電圧（k）より低くければ、それまでのコンデンサ 1 4 3 の充電電荷を放電する。このときコンデンサ 1 4 3 の充電電圧が一瞬低下する。その後、入力電圧にしたがって、コンデンサ 1 4 3 が充電される。このとき放電回路がオンされているが、基準信号 S のピーク値付近では充電電流の方が放電電流よりも遙かに大きく設定されているから、充電電流によって支配され、基準信号のピーク値に誤差は生じない。

## 【0 1 1 6】

次に、基準信号のピーク値を過ぎた時点で、スイッチ回路 1 4 7 をオフして放電回路を遮断する。基準信号のピーク値の時点は過ぎており、また放電回路はオフされているので、コンデンサ 1 4 3 のピーク値は増加或いは減少することなく一定値を保ち、したがって引き続くデータ信号期間の間も A G C 電圧（1）は変化しない。

## 【0 1 1 7】

再び、基準信号期間中にスイッチ回路 1 4 7 をオンして放電回路を形成する。以下、同様の制御を繰り返す。

## 【0 1 1 8】

このように放電制御を行うことにより、基準信号期間の入力信号（b）に基づ

いてAGC電圧が設定され、そのAGC電圧がデータ信号期間には変化せず一定値にとどまるから、適切に利得制御が出来る。

## 【0119】

また、基準信号のピーク値少し前から放電回路をオンしているから、フェージングなどにより入力信号(b)が大きく変動する場合、特に小さい方向に変化する場合に、コンデンサ143の充電電圧(k)は、常に新しい入力信号(b)に対応した電圧に更新される。したがって、入力信号(b)の変動に応じて速やかに利得制御が行われる。

## 【0120】

なお、図17(b)に示されるように、受信信号(a)にフェージングがかかっている場合には、入力信号(b)、すなわち同期検波回路105への入力レベルは多少変動の影響は残ることがある。このような場合には、低周波増幅回路107の利得制御回路に、同様の放電制御付きのピーク検波回路を採用することにより、実質的にレベル変動をなくすことが出来る。

## 【0121】

また、各実施の形態において、復調器の簡易な手段として、振幅検波回路を用いることができる。

## 【0122】

## 【発明の効果】

本発明では、SSB無線通信方式における、高電力効率及び狭周波数帯域伝送の利点を生かしつつ、受信回路の自動利得制御を無線通信経路の条件によらず即時且つ高精度に行うことが出来る。

## 【0123】

したがって、通信経路の条件により受信信号レベルが変動した場合にも、受信したパルス信号の間隔毎に中間周波増幅器の利得が自動調整されるため、復調出力は一定に保たれ、振幅歪みが発生しにくい。

## 【0124】

また、受信したパルス信号の間隔または周波数に同期を取って局部発振周波数を調整できるから、高安定度の発振器を必要としない。また、受信側で受信周波

数を微調整する回路（クラリファイヤ）も必要としない。

【 0 1 2 5 】

また、受信回路の復調器の後段に出力にさらに低周波増幅器を設け、パルス信号による利得調整を再度行うことにより、復調器で選択された希望信号に対して利得が再調整されるため、雑音などの不要成分が軽減される。

【 0 1 2 6 】

また、受信したパルス信号の間隔毎に利得が自動調整されることにより、パルス信号を基準とする多値のデジタル信号を変調値として扱えるため、データ伝送効率が改善される。

【 0 1 2 7 】

また、搬送周波数に基づいて所定の幅と所定の周期になるように形成された一定振幅のパルス信号（基準信号）と、この一定振幅のパルス信号の振幅を基準として形成され、それぞれが前記パルス信号と同じ幅を持つ多値のデジタル信号である変調信号（データ信号）とからなる変調入力により変調された単側帯波通信信号を受信し、自動利得制御及び受信信号の復調を行う。この際に、中間周波増幅器の出力信号に含まれる基準信号の周波数成分を抽出し、この周波数を復調のための基準周波数として用いることにより、復調器における同期検波作用を誤差なく行うことができる。

【 0 1 2 8 】

また、中間周波増幅器の利得が制御されるコンデンサの放電回路を、一定周期のパルス信号の振幅値が大きくなる期間はオンし、少なくとも変調信号の期間はオフすることにより、基準信号期間の入力信号に基づいて A G C 電圧が設定され、その A G C 電圧がデータ信号期間には変化せず一定値にとどまるから、適切に利得制御が出来る。

【 0 1 2 9 】

また、復調器を振幅検波回路で構成する場合には、受信回路を簡易にすることができる。

【 0 1 3 0 】

以上のことから、V H F 帯、U H F 帯等にも本発明の S S B 無線通信方式及び

無線機を適用することにより、VHF帯、UHF帯等の周波数利用効率を大幅に改善できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明のSSB無線通信方式の送信側の無線機の全体構成を示す図。

【図 2】

パルス信号発生器の構成例を示す図。

【図 3】

パルス信号発生器の他の構成例を示す図。

【図 4】

本発明のSSB無線通信方式の受信側の無線機の全体構成を示す図。

【図 5】

受信回路の一部の具体的回路を示す図。

【図 6】

受信回路の入力信号及び復調出力の波形を示す図。

【図 7】

本発明のSSB無線通信方式の受信側の無線機の他の全体構成を示す図。

【図 8】

多値ディジタル変調を行う場合の、一例の波形図。

【図 9】

本発明のさらに他の実施の形態にかかる、SSB無線通信方式の送信側の無線機の全体構成を示す図。

【図 1 0】

その各部の波形を示す図。

【図 1 1】

変調信号を形成する他の手段を示す図。

【図 1 2】

本発明のさらに他の実施の形態にかかる、SSB無線通信方式の受信側の無線機の全体構成を示す図。



【図 13】

その各部の波形を示す図。

【図 14】

受信側無線機に用いるシンセサイザの構成を示す図。

【図 15】

本発明の SSB 無線通信方式の受信側の無線機におけるピーク検波回路および比較増幅回路の具体的構成を示す図。

【図 16】

その動作特性を示す図。

【図 17】

その波形図を示す図。

【図 18】

従来の SSB 無線通信方式を用いる無線機の受信回路のブロック構成を示す図

【符号の説明】

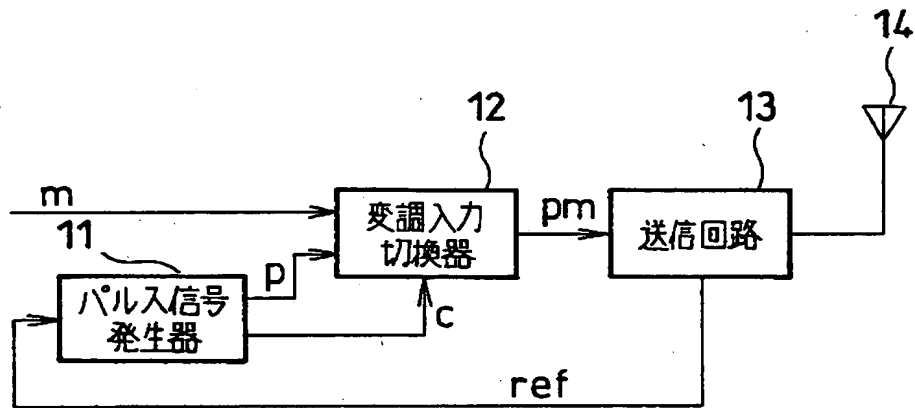
- 11 パルス信号発生器
- 12 変調入力切換器
- 13 送信回路
- 21 フリップフロップ
- 22 カウンタ
- 23、23a アンド回路
- 24 低域通過ろ波器 (LPF)
- 25 増幅器
- 26 スイッチ
- 27 ピーク検波器
- 28 レベル設定器
- 45 中間周波増幅器
- 46 復調器
- 51 パルス検出器

- 5 2 同期制御器
- 5 3 第 2 局部発振器
- 5 4 パルス信号除去器
- 5 5 同期制御器
- 5 6 第 1 局部発振器
- 5 7 低周波増幅器
- 5 8 復調出力パルス検出器
- m 変調信号
- p パルス信号
- r e f 参照信号
- 6 1 シンセサイザ回路
- 6 2 帯域ろ波回路
- 6 3 抵抗減衰部
- 6 4 切換回路
- 6 5 制御回路
- 6 6 変調回路
- 6 7 帯域ろ波回路
- 7 7、7 8 正弦波信号発生器
- 7 9 減衰器
- 9 5 中間周波増幅回路
- 9 6 ピーク検波回路
- 9 7 比較・増幅回路
- 9 8 振幅検波回路
- 1 0 3 混合回路
- 1 0 5 同期検波回路
- 1 0 7 低周波増幅回路
- 1 0 8 ピーク検波回路
- 1 0 9 比較・増幅回路
- 1 1 0 復号回路

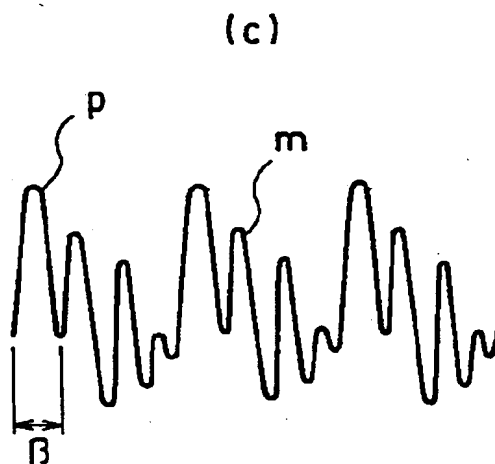
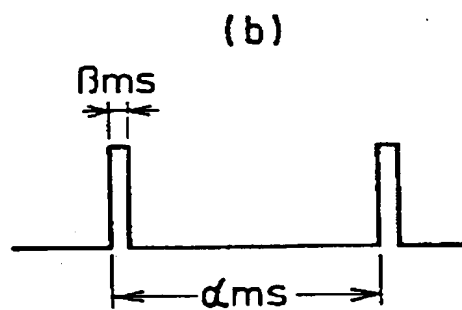
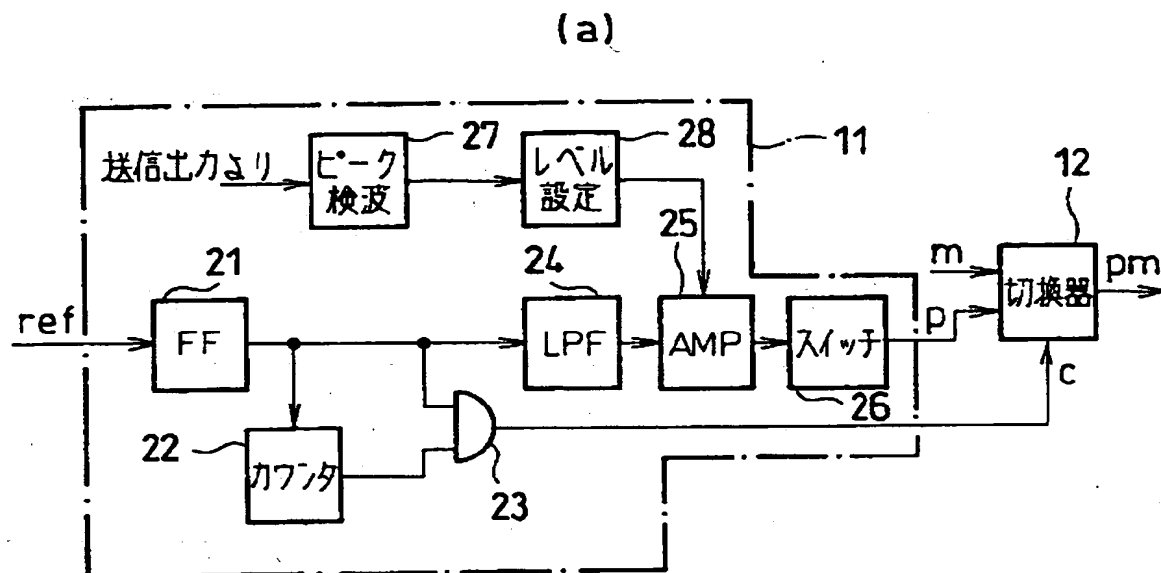
- 1 4 4 比較回路
- 1 4 5 直流増幅回路
- 1 4 7 スイッチ回路

【書類名】 図面

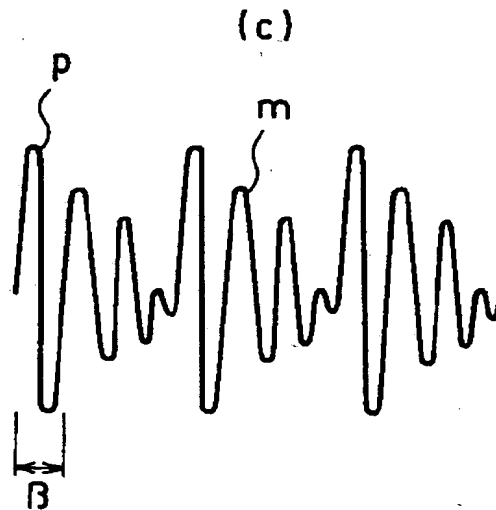
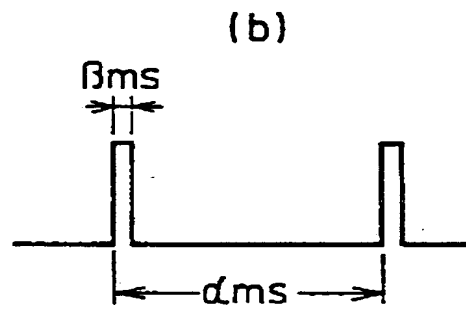
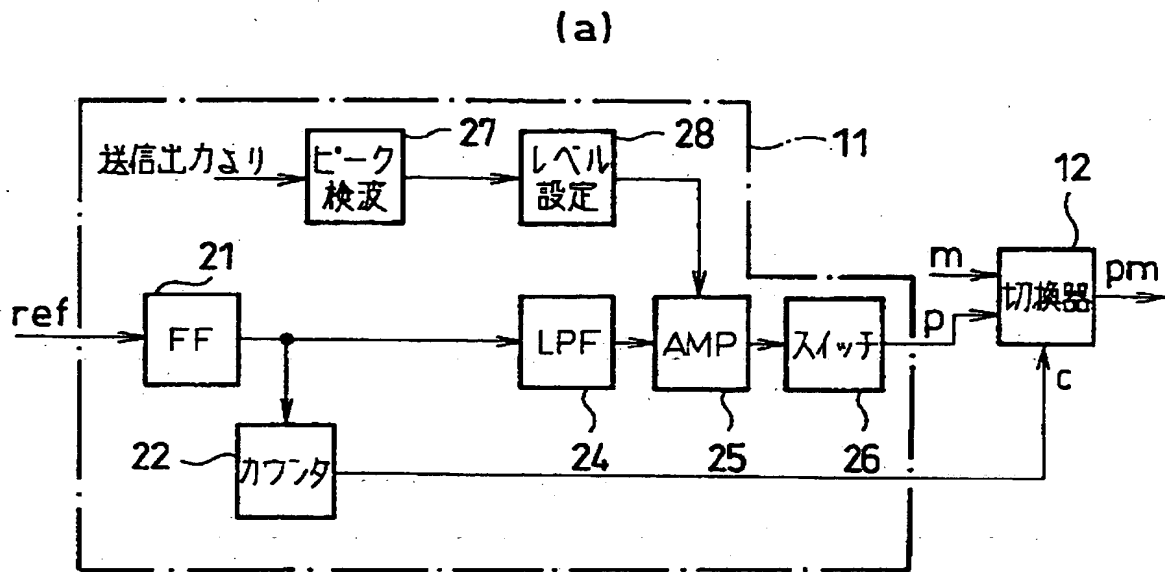
【図1】



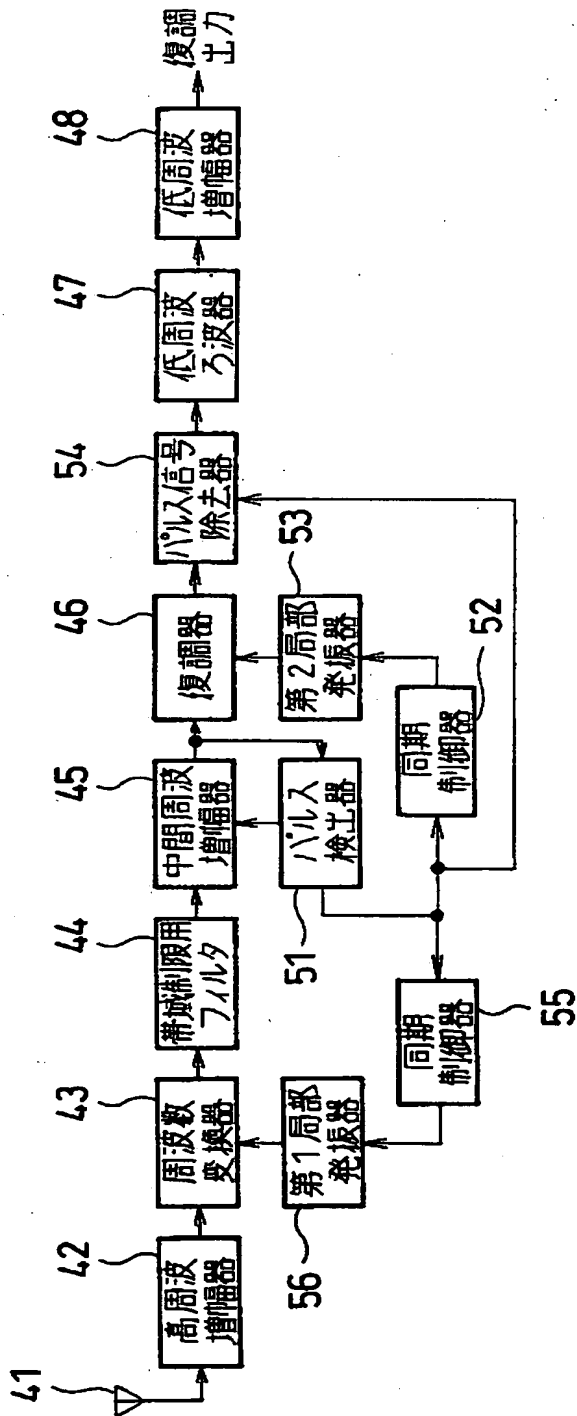
【図 2】



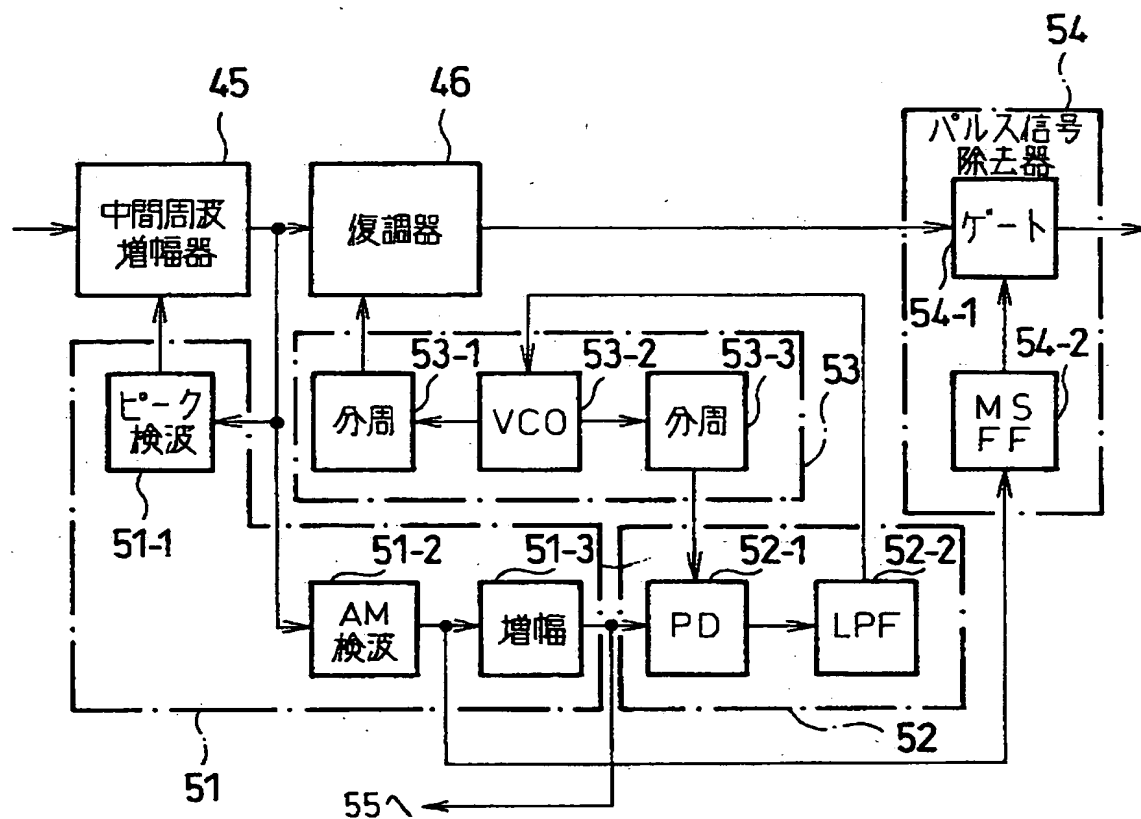
【図3】



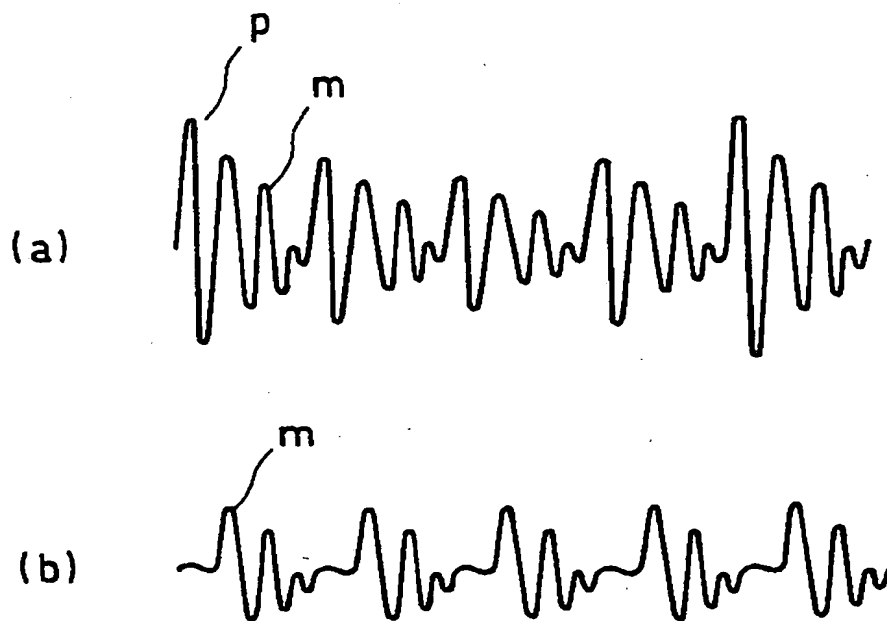
【図 4】



【図5】

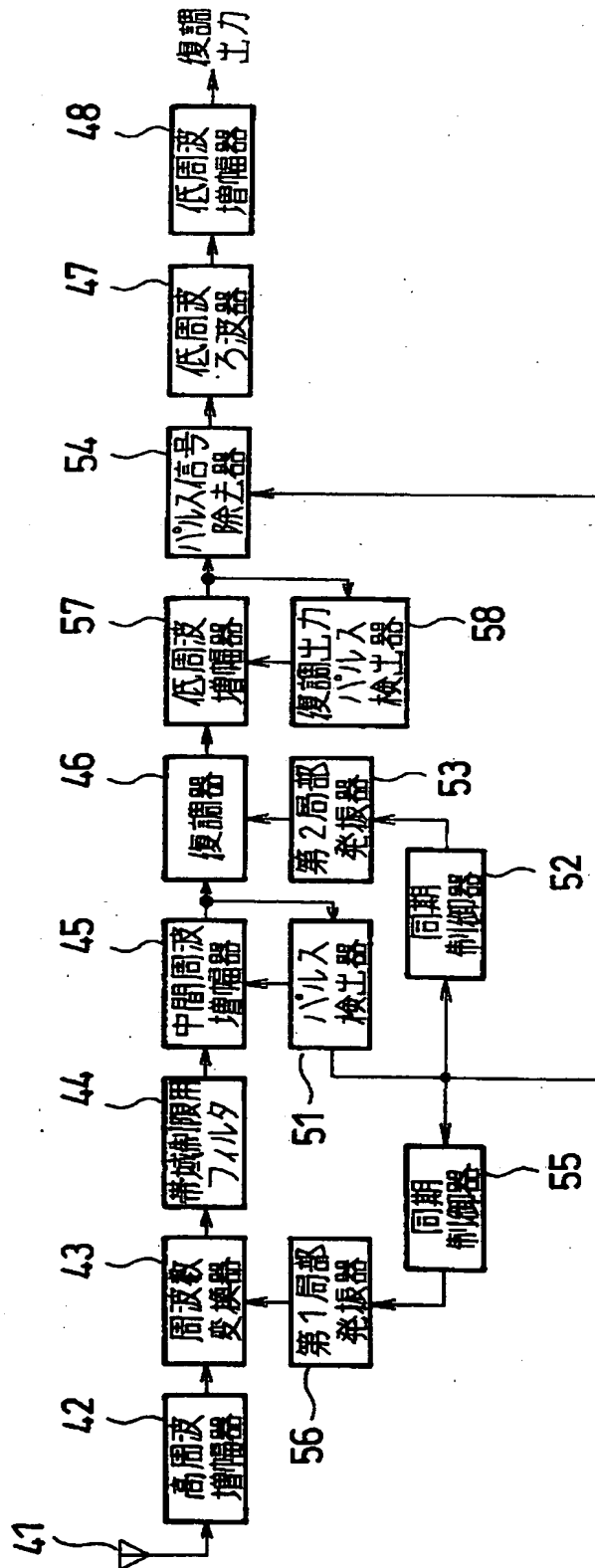


【図6】

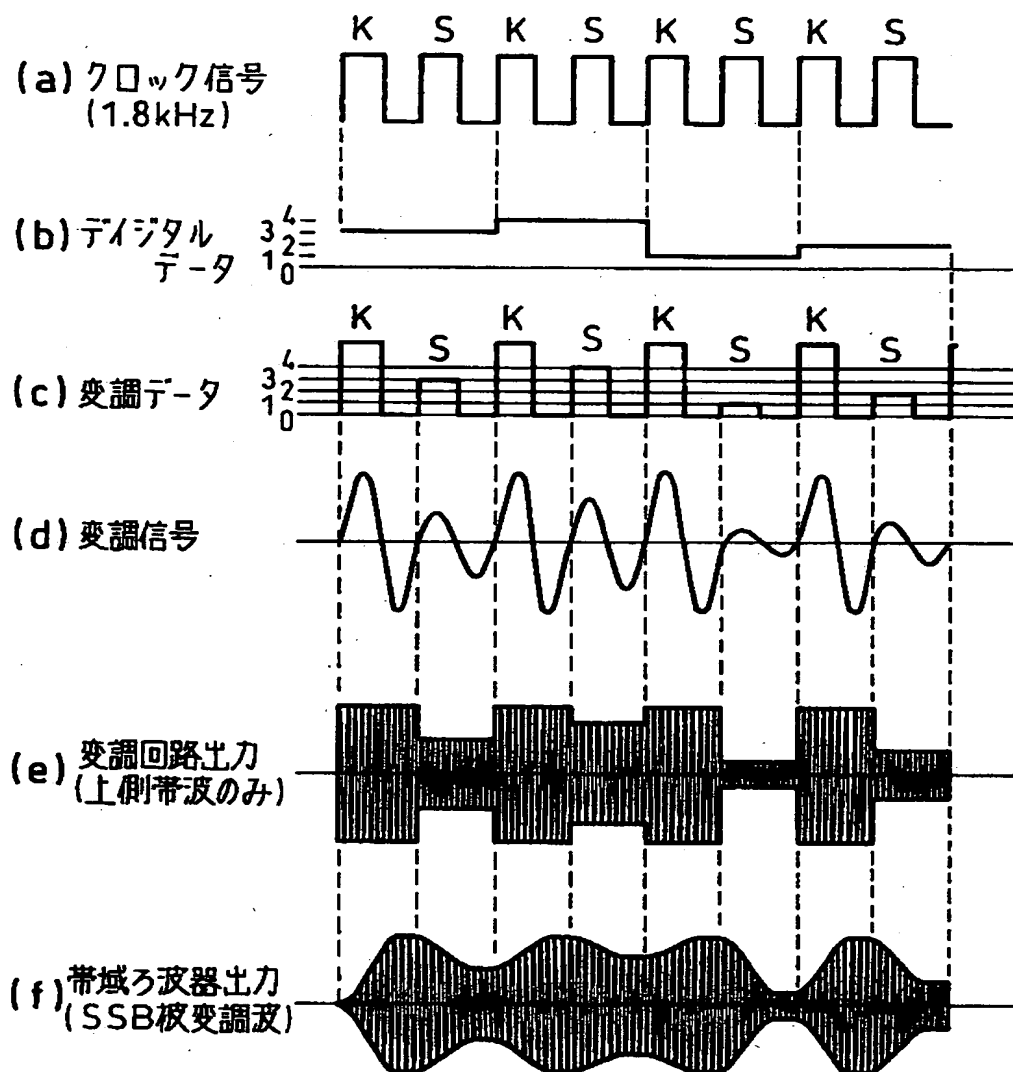




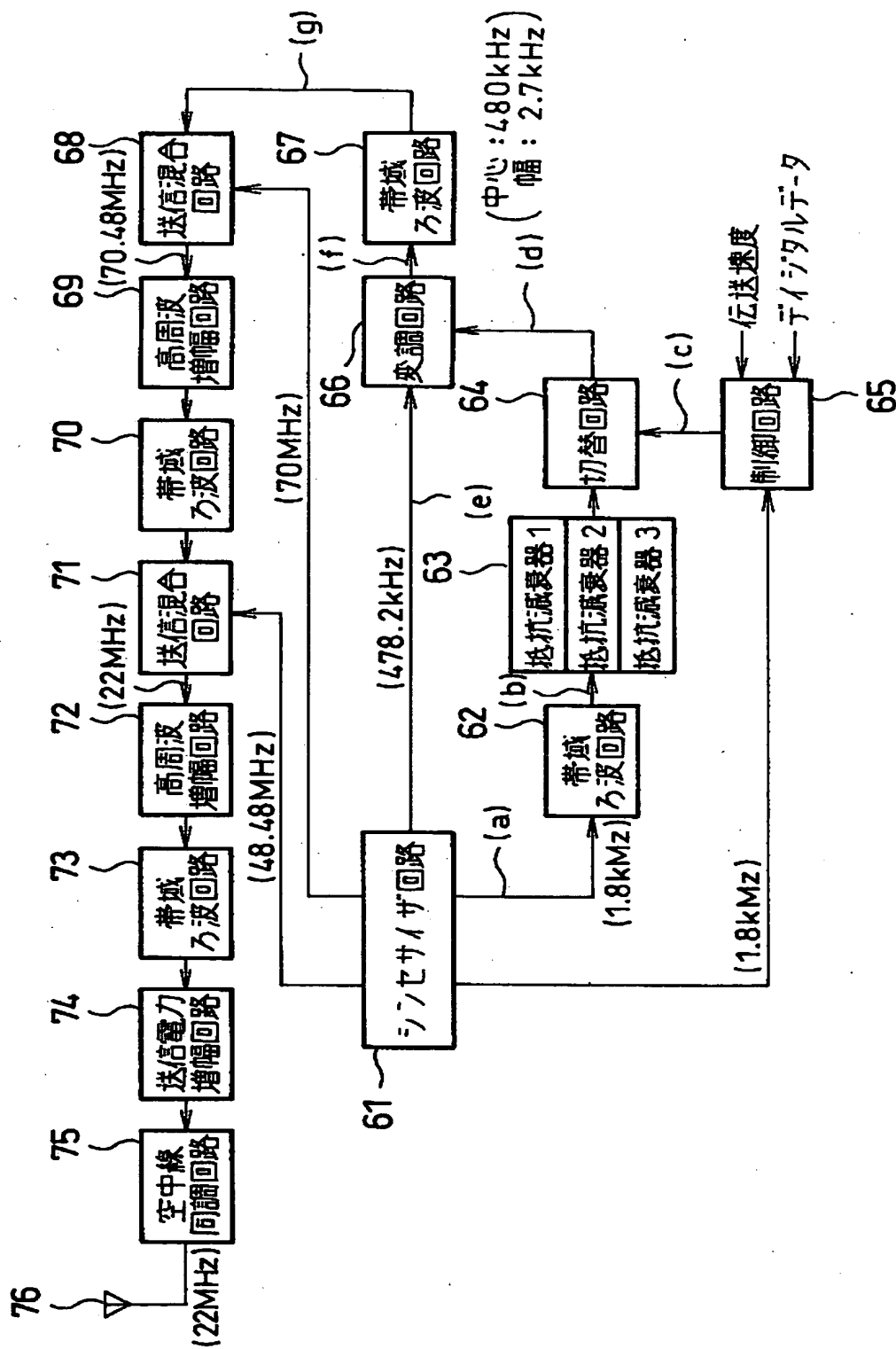
【図 7】



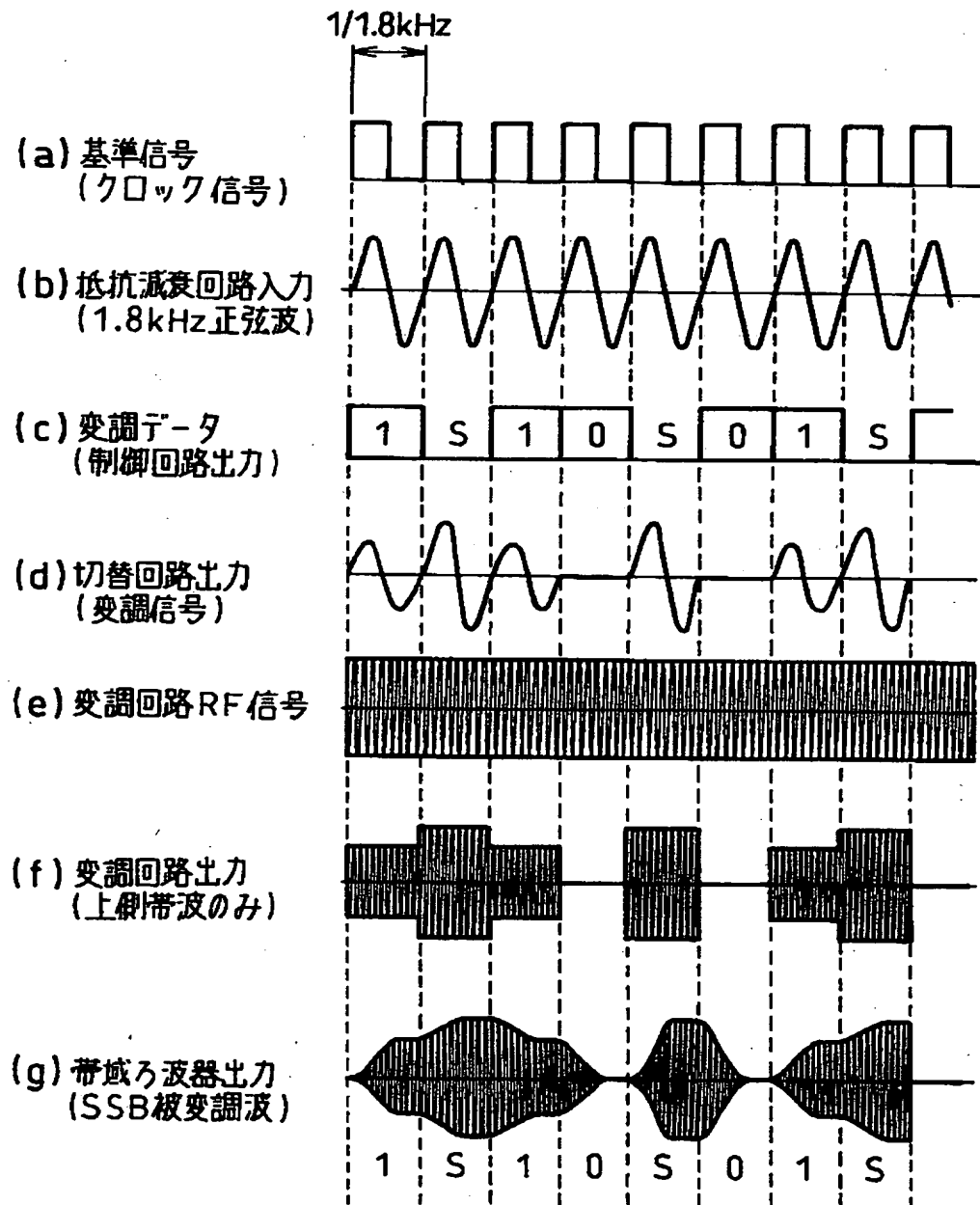
【図8】



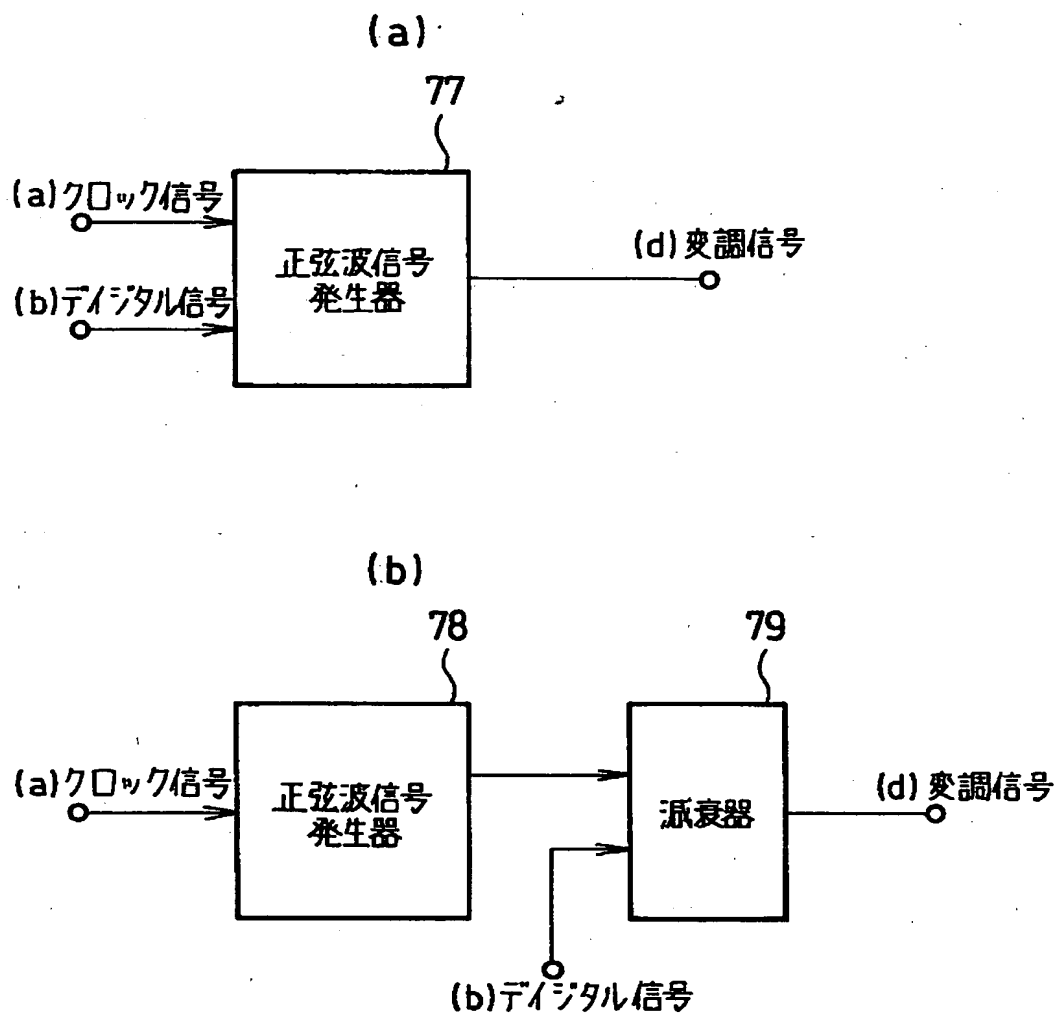
【図 9】



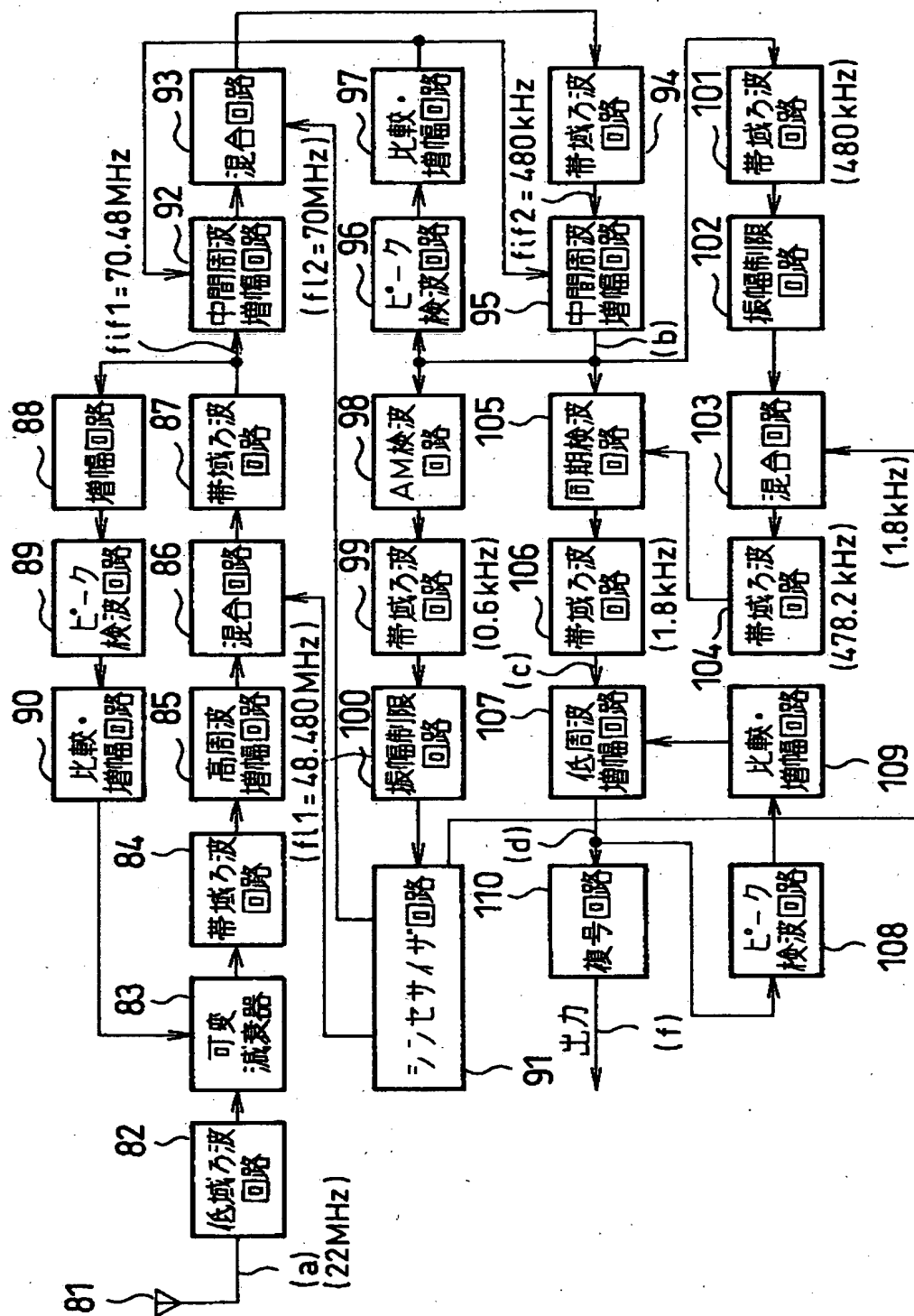
【図10】



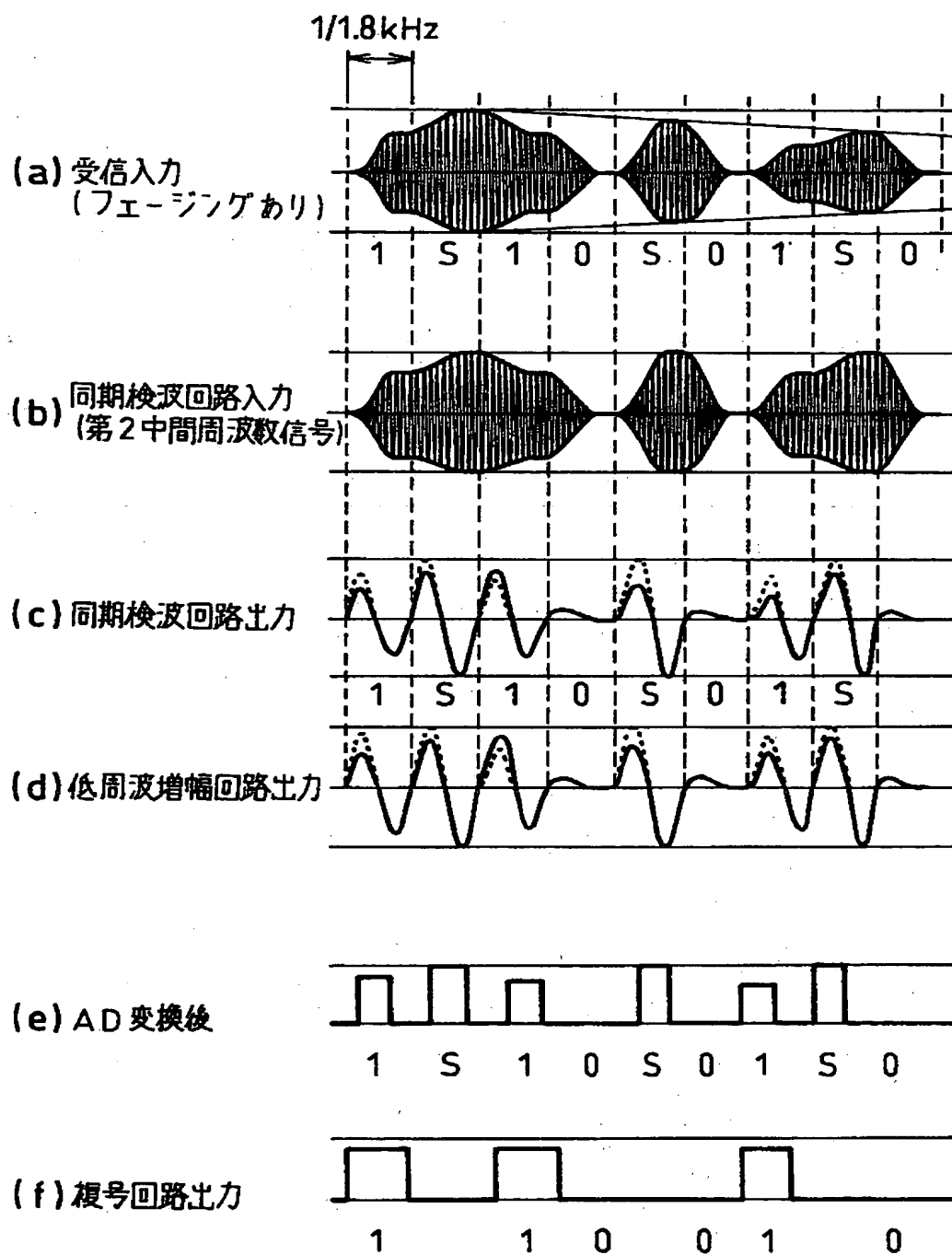
【図 11】



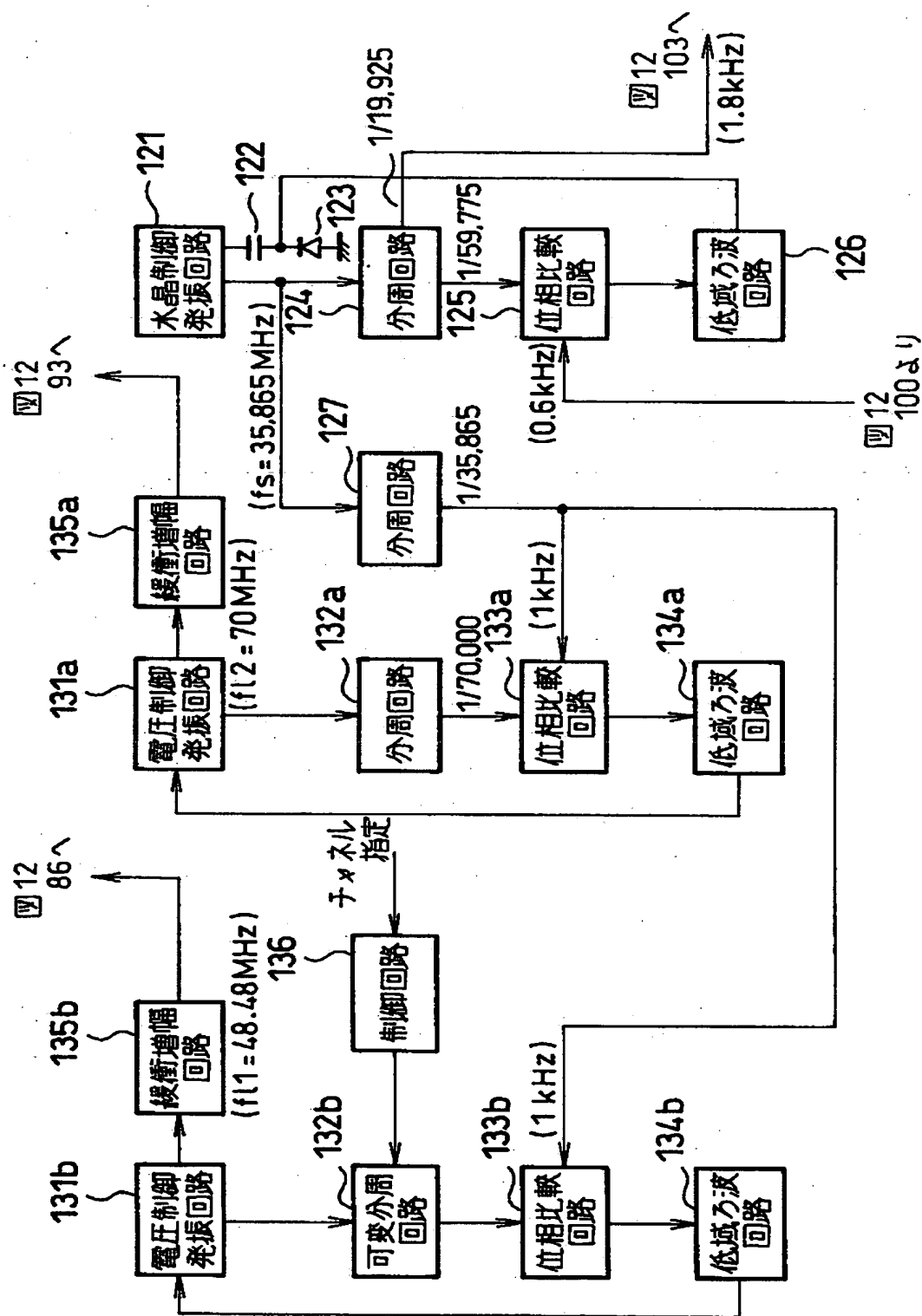
【图 1 2】



【图 13】

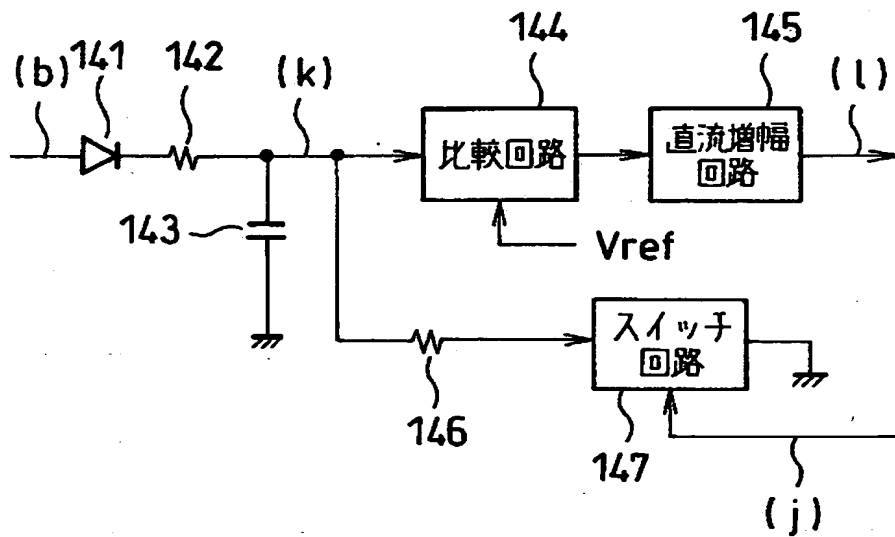


【図14】

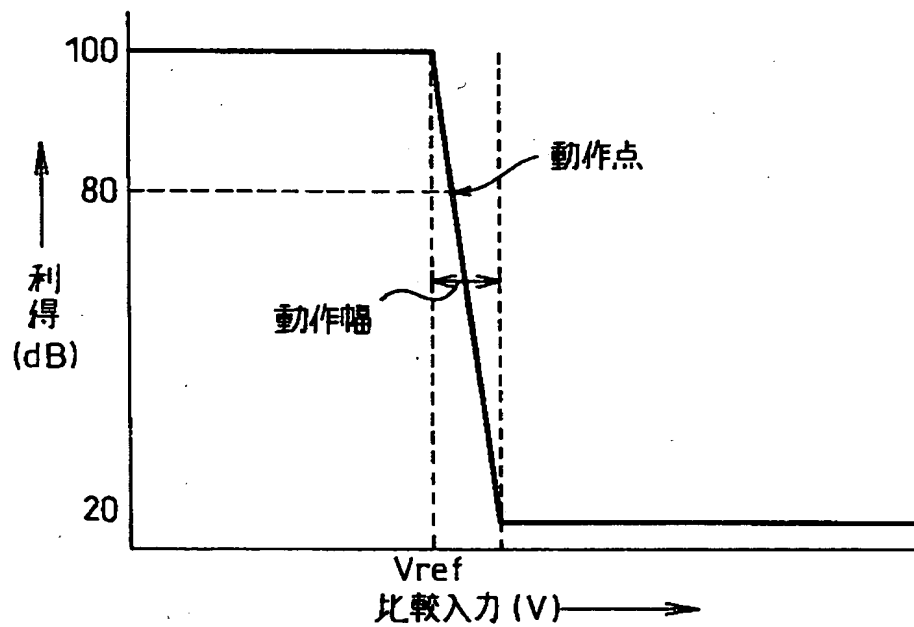




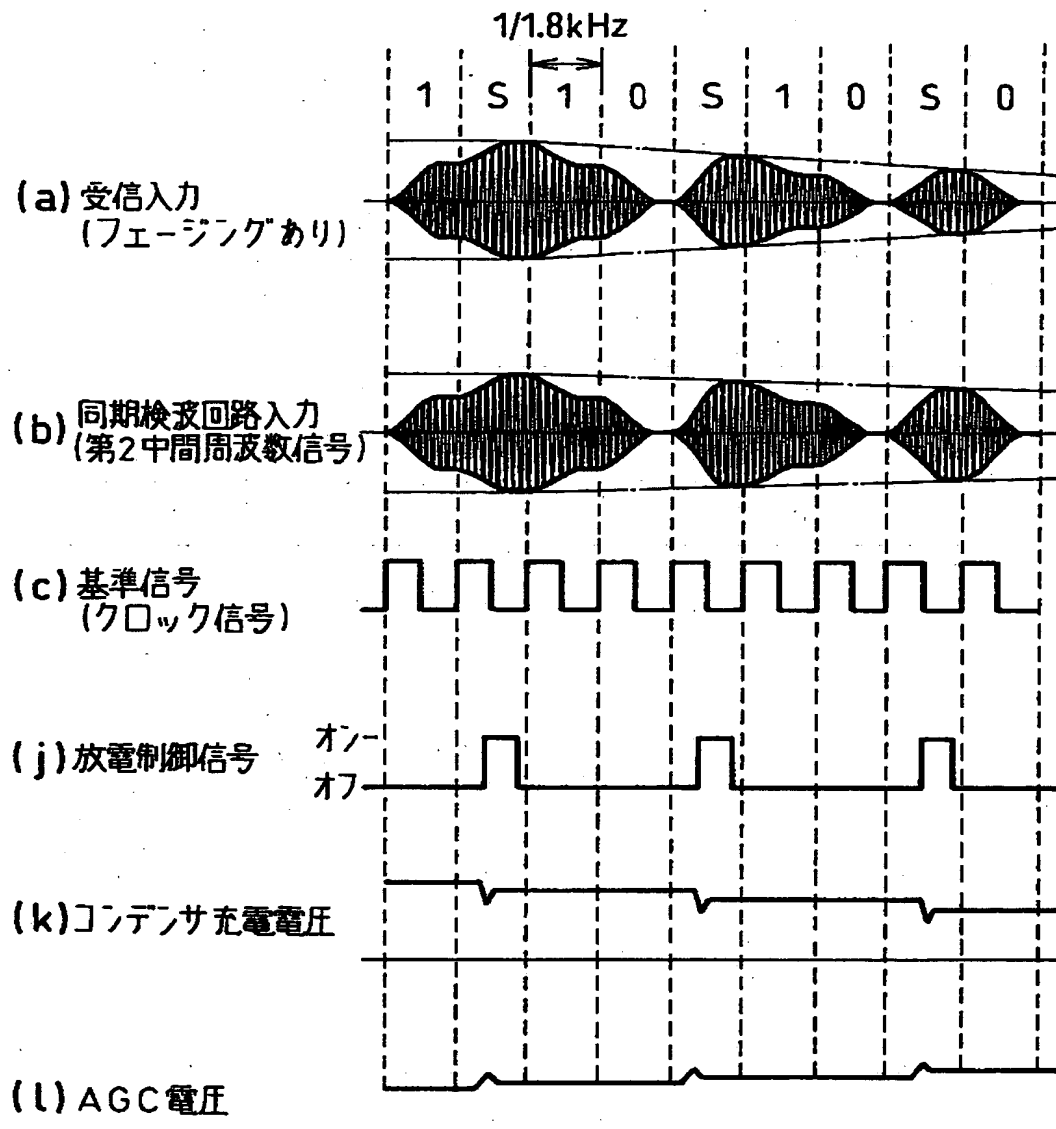
【図 15】



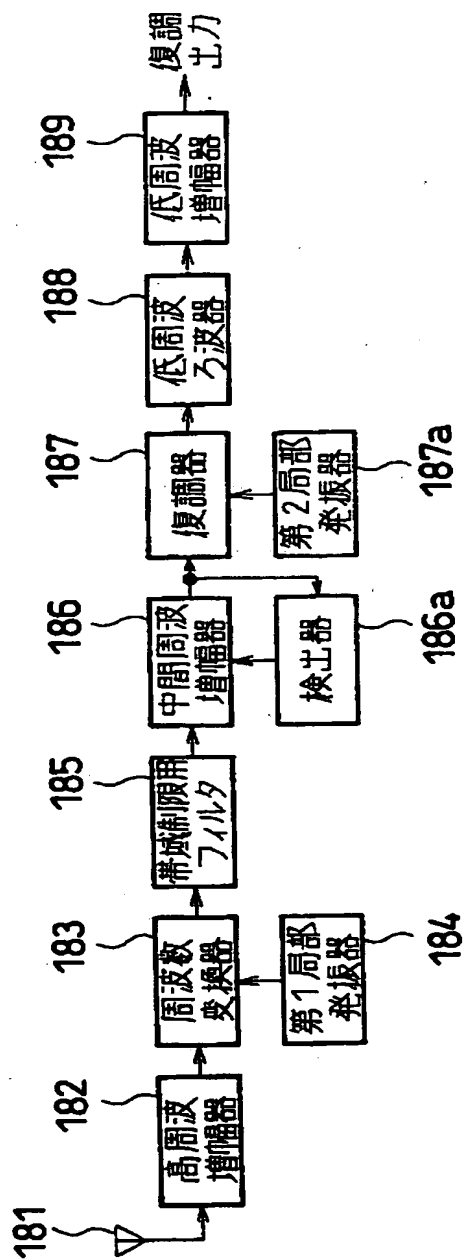
【図 16】



【図 17】



【図18】



【書類名】            要約書

【要約】

【課題】    S S B無線通信方式における、高電力効率及び狭周波数帯域伝送の利点を生かしつつ、受信回路の自動利得制御を無線通信経路の条件によらず即時且つ高精度に行うことが出来る S S B無線通信方式及び無線機を提供すること。

【解決手段】    送信側において、変調信号と、この変調信号の最大振幅より大きい一定の振幅を有し定周期のパルス信号とを変調入力として、単側波帯で送信し、受信側において、受信信号のピーク値、すなわち前記パルス信号に基づいて受信利得を自動調整する。さらに、送信側では、定周期のパルス信号として、その周期を搬送周波数に同期させており、受信側では、受信したパルス信号の周期に基づいて復調回路に与える局部発振器の周波数を決定する。

【選択図】            図 1

【書類名】 出願人名義変更届

【提出日】 平成13年 6月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【事件の表示】

    【出願番号】 特願2001-157471

【承継人】

    【住所又は居所】 東京都西東京市東町四丁目 8 番 1 0 号

    【氏名又は名称】 巻島 洋二

【承継人代理人】

    【識別番号】 100083231

    【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 1 0 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミネ  
ルバ国際特許事務所

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 紋田 誠

【承継人代理人】

    【識別番号】 100112287

    【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 1 0 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミネ  
ルバ国際特許事務所

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 逸見 輝雄

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 016241

    【納付金額】 4,200円

【ブルーフの要否】 要

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2001-157471
受付番号	50100942572
書類名	出願人名義変更届
担当官	風戸 勝利 9083
作成日	平成 13 年 8 月 7 日

<認定情報・付加情報>

【承継人】

【識別番号】 501259190

【住所又は居所】 東京都西東京市東町四丁目 8 番 10 号

【氏名又は名称】 巻島 洋二

【承継人代理人】 申請人

【識別番号】 100083231

【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 10 番 5 号 末吉ビル 5 階  
ミネルバ国際特許事務所

【氏名又は名称】 紋田 誠

【承継人代理人】

【識別番号】 100112287

【住所又は居所】 東京都港区新橋 2 丁目 10 番 5 号 末吉ビル 5 階  
ミネルバ国際特許事務所

【氏名又は名称】 逸見 輝雄

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号 [000004330]

1. 変更年月日	1990年 8月 8日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都三鷹市下連雀5丁目1番1号
氏 名	日本無線株式会社

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [501259190]

1. 変更年月日 2001年 6月28日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都西東京市東町四丁目8番10号

氏 名 巻島 洋二